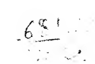
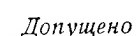
В. М. ШЛЯНДИН



ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ

ИЗДАНИЕ 2-е ПЕРЕРАБОТАННОЕ



*Допущено
Министерством авиационной промышленности СССР
в качестве учебника для приборостроительных
техникумов*

ГОСУДАРСТВЕННОЕ
ИЗДАТЕЛЬСТВО ОБОРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
Москва 1954

В книге рассматриваются электрические элементы автоматики и телемеханики, получившие применение в современной технике. Приводятся основные теоретические соотношения, необходимые для простейших расчетов измерительных устройств и устройств автоматики, а также ряд конкретных примеров расчета.

Книга допущена в качестве учебника для приборостроительных техникумов.

Редактор *М. Ф. Богомолова* Техн. ред. *Н. Н. Гладких*

Г-05569 Подписано к печати 15/VI 1954 г. Учетно-изд. л. 29,89
Формат бумаги $60 \times 92^{1}/_{16}$=14,5 бум. л.– 29 печ. л.
Цена 12 руб. в переплете Заказ 280/1453

Типография Оборонгиза

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга составлена в соответствии с программой одноименного курса, утвержденной Управлением учебными заведениями Министерства авиационной промышленности для техникумов авиационного приборостроения. При этом учитывалось, что до начала занятий по курсу «Автоматика и телемеханика» учащиеся знакомятся с курсами «Основы электротехники», «Основы радиотехники», «Электрические измерения» и с основами высшей математики в объеме программы для техникумов.

Книга может быть использована широким кругом лиц, интересующихся новой техникой, а также лицами, по роду своей деятельности соприкасающимися с элементами и устройствами автоматики и телемеханики.

В настоящем издании исправлены замеченные неточности и сделан ряд дополнительных пояснений в тексте. Отдельные параграфы несколько расширены и дополнены.

Автор считает своим долгом выразить благодарность сотрудникам кафедры «Автоматические и измерительные устройства» Пензенского индустриального института, преподавателю Московского авиаприборостроительного техникума им. С. Орджоникидзе Б. А. Ассу и доктору технических наук А. А. Фельдбауму за ряд ценных указаний, сделанных ими при просмотре книги.

Автор с благодарностью примет все замечания и пожелания читателей, направленные к дальнейшему улучшению качества и содержания книги. Все подобные замечания и предложения просьба направлять по адресу: Москва 51, Петровка, 24, Оборонгиз.

ВВЕДЕНИЕ

1. РОЛЬ И ЗНАЧЕНИЕ АВТОМАТИКИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Автоматизация производства является высшей завершающей формой развития машинного производства.

Под автоматизацией в самом широком смысле слова понимается осуществление тех или иных процессов без непосредственного участия человека. Автоматизируемый процесс может быть очень простым, например, автоматическое поддержание постоянства температуры в помещении, и очень сложным, например, автоматическое управление полетом самолета, выполняемое одним из сложнейших автоматических устройств — автопилотом.

Однако и в том и в другом случаях налицо элемент автоматизации — устранение непосредственного участия человека в осуществляемом процессе.

Телемеханикой называется один из видов автоматизации, осуществляемый над процессом, удаленным на значительное расстояние от места, из которого необходимо управлять этим процессом. Сложные системы как автоматики, так и телемеханики состоят в большинстве случаев из одинаковых элементов.

Зная назначение, работу и характеристики отдельных элементов, можно путем их комбинации осуществить любую необходимую систему автоматики и телемеханики, которую мы в общем случае будем называть *автоматическим устройством,* т. е. устройством, выполняющим какие-то определенные функции без непосредственного участия человека.

При этом под непосредственным участием понимается вмешательство человека непосредственно в работу самого автоматического устройства, а не такие неустранимые обязанности человека, как настройка, включение, управление и контроль за работой автоматического устройства.

Настоящая книга посвящена рассмотрению основных типов элементов, входящих в большинство современных автоматических устройств, как простых, так и наиболее сложных.

Значение автоматики и телемеханики в современной технике необычайно велико. Можно сказать, что вся современная техника

построена на использовании автоматизации. В Советском Союзе существуют целые заводы-автоматы, обслуживаемые персоналом в несколько человек.

Применение автоматизации на базе широчайшей электрификации народного хозяйства является одним из тех мощных технических средств, которые облегчают труд человека, ведут к устранению существенного различия между умственным и физическим трудом и создают невиданное повышение производительности труда, а вместе с этим и изобилие товаров народного потребления. Тем самым обеспечивается осуществление основного экономического закона социализма в СССР.

Поэтому такое большое внимание уделяется вопросам автоматизации в пятилетних планах развития нашего народного хозяйства. В ряде пунктов первого раздела директив XIX съезда КПСС по пятому пятилетнему плану развития СССР на 1951—1955 гг. даются прямые указания об усилении автоматизации производственных процессов и в первую очередь трудоемких работ в черной металлургии, в цветной металлургии, о широком внедрении автоматики на электростанциях и в энергосистемах, о значительном росте производства автоматического оборудования, измерительных приборов и приборов автоматического управления и контроля.

Необычайно велико значение автоматизации и для обороны нашей родины.

Укажем на некоторые дополнительные преимущества автоматизации, определившие ее роль и значение в современной технике:

1) Объективность контроля процесса, т. е. высокая точность его осуществления. В промышленности, например, это свойство позволяет намного повысить качество продукции.

2) Возможность повышения скорости осуществляемого процесса.

3) Возможность управления процессами, требующими затраты значительной мощности.

4) Возможность централизации управления несколькими процессами в одном пункте.

5) Возможность автоматической сигнализации и записи хода осуществляемого процесса.

Преимущества автоматизации особенно ярко проявляются при использовании электрической энергии. Поэтому в настоящее время большинство автоматических устройств является электрическими устройствами или устройствами, имеющими в качестве основных электрические и электромеханические элементы. В соответствии с этим в настоящей книге и рассматриваются только электрические и электромеханические элементы автоматики и телемеханики.

Применение электричества в автоматических устройствах позволяет осуществить:

1) Стандартизацию элементов для измерения самых разнообразных физических величин.

2) Передачу электрического сигнала на значительное расстояние.

3) Преобразование электрического сигнала из одного вида в другой и усиление его для получения значительных мощностей.

4) Повышение чувствительности, точности и быстродействия автоматических устройств.

5) Уменьшение габаритов и веса автоматических устройств.

2. СТРУКТУРА АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Большинство автоматических устройств можно разделить на пять основных типов:

1. Устройства автоматического контроля за протеканием некоторого физического процесса.

2. Счетно-решающие устройства, предназначенные для выполнения математических операций с несколькими величинами, характеризующими один или несколько процессов.

3. Устройства автоматического управления, предназначенные для изменения управляемого процесса в соответствии с изменением некоторой физической величины.

4. Устройства автоматического регулирования, предназначенные для изменения управляемого процесса по строго определенному закону (так называемые программные автоматические регуляторы) или для поддержания постоянным определенного параметра этого процесса (например, автоматический регулятор температуры помещения).

5. Устройства телеуправления, предназначенные для дистанционного управления несколькими различными процессами.

Любое автоматическое устройство состоит из отдельных узлов, или, как говорят, элементов. Если рассматривать эти элементы с точки зрения их назначения и роли в работе автоматического устройства, не вдаваясь в подробности их конструкции и принципа действия, то можно выделить следующие основные типы элементов: датчик, дистанционная передача, преобразователь, реле, измерительный прибор и исполнительный орган.

В зависимости от вида используемого источника энергии эти элементы могут быть пневматическими, гидравлическими или электрическими. В соответствии с современными тенденциями развития техники нас будут интересовать в дальнейшем главным образом электрические элементы автоматических устройств.

Рассмотрим назначение и роль перечисленных выше элементов.

Электрический датчик

Электрическим датчиком называется устройство, служащее для преобразования неэлектрической величины (управляющей процессом или контролируемой) в электрическую. Если эта неэлектрическая величина не может быть непосредственно удобно преобразована в электрическую, то ее вначале преобразуют в механическое перемещение с помощью так называемого чувствительного элемента (например, упругая мембрана, преобразующая давление в перемещение своего жесткого центра), а затем уже в электрический сигнал.

В случае когда чувствительный элемент должен быть удален от электрического датчика на значительное расстояние (например, в следящих системах, в которых датчик обычно механически связывается с управляемым объектом, удаленным от пункта управления), механическое перемещение чувствительного элемента передается к датчику с помощью дистанционной передачи.

Электрическая дистанционная передача

Электрической дистанционной передачей называется электрическое устройство, служащее для передачи механического перемещения из одного места в другое, пространственно отдаленное от первого и состоящее из электрического датчика, линии связи и электрического приемника. Датчик преобразует механическое перемещение в электрический сигнал. Приемник выполняет обратное преобразование.

Электрический преобразователь

Электрический сигнал, получаемый от датчика, в большинстве случаев не может непосредственно управлять работой автоматического устройства и подается на электрический преобразователь или электрическое реле. Электрическим преобразователем называется электрическое устройство, служащее для преобразования электрической величины к виду, удобному для ее дальнейшего использования в автоматическом устройстве. Преобразование может заключаться в изменении мощности, частоты, напряжения и других параметров. Соответственно этому к числу электрических преобразователей будем относить измерительные схемы, усилители, стабилизаторы, преобразователи частоты и т. д. Примером простейшего электрического преобразователя может служить обычный трансформатор, изменяющий величину напряжения электрического сигнала.

Электрическое реле

Электрическое реле служит для того, чтобы с помощью относительно небольшого электрического сигнала датчика управлять (включать или выключать) более мощными электрическими цепями (например, управлять подачей электрической энергии к исполнительному органу).

Измерительный прибор

Если задачей автоматического устройства является контроль за протеканием физического процесса, то в него должен быть включен измерительный прибор, под которым будем понимать любое указывающее, регистрирующее или сигнальное электрическое устройство, служащее для автоматического контроля за протеканием процесса.

Исполнительный орган

Исполнительным органом называется устройство, служащее для приведения в действие управляемого объекта в соответствии с изменением управляющей физической величины. Если управляемый

объект должен иметь механическое перемещение, то в качестве исполнительного органа используют электрический двигатель, в сочетании с вспомогательными приспособлениями называемый электрическим приводом.

Характерной особенностью большинства автоматических устройств является наличие обратной связи. В общем случае под обратной связью понимается передача выходной величины (угол поворота, электрическое напряжение и т. п.) одного из элементов автоматического устройства «обратно» на вход одного из предшествующих его элементов. Если эта выходная величина передается на предшествующий элемент с тем же знаком, т. е. складывается с величиной его сигнала, то обратная связь называется положительной. Если эта выходная величина передается с обратным знаком, т. е. вычитается из величины его сигнала, то обратная связь называется отрицательной.

В автоматических устройствах обратная связь предназначается для согласования положения управляемого объекта с положением чувствительного или управляющего элемента, поэтому обратная связь всегда соединяет выход исполнительного органа со входом датчика, называемого в этом случае датчиком рассогласования. Автоматическое устройство в этом случае приводится в действие за счет рассогласования между выходом исполнительного органа и входом датчика (всегда в направлении уничтожения этого рассогласования). Следовательно, применение отрицательной обратной связи заставляет исполнительный орган всегда точно следовать за любым изменением управляющей величины, т. е. обеспечивает точность работы автоматического устройства. Если, например, за счет инерционности исполнительный орган перейдет за положение, соответствующее положению управляющего элемента, то обратная связь заставит его вернуться к правильному положению.

Таким образом, отрицательная обратная связь является совершенно необходимым элементом устройств для автоматического управления и автоматического регулирования, которые в этом случае называются замкнутыми автоматическими устройствами или системами, так как обратная связь как бы замыкает цепь прохождения сигнала по устройству.

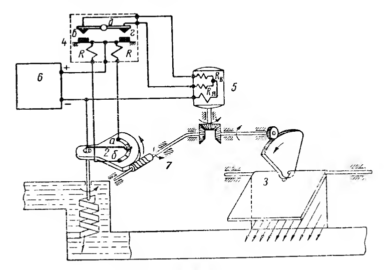
Для лучшего уяснения взаимодействия и роли отдельных элементов автоматического устройства рассмотрим принципиальную схему авиационного автоматического регулятора температуры системы охлаждения авиадвигателя, приведенную на фиг. 1.

Чувствительный элемент *1* регулятора представляет собой биметаллическую спираль, изменяющую угол закрутки при изменении ее температуры и поворачивающую при этом контактный рычаг датчика *2*. Дистанционная передача отсутствует, так как регулятор устанавливают вблизи места измерения.

Чувствительный элемент погружают в трубу водопровода системы охлаждения, температуру которой изменяют путем большего или меньшего открытия воздушной заслонки *3*, являющейся, таким

образом, управляемым объектом. При большем открытии заслонки воздушный поток, создаваемый движением самолета в направлении, указанном стрелками, охлаждает водопровод сильнее, и наоборот.

При нормальной температуре водопровода контактный рычаг датчика находится в промежутке между двумя контактными пластинками *а* и *б* и электрически изолирован от остальной цепи. При этом обе обмотки реле *4*, являющегося в данном случае усилителем мощности и переключателем, обесточены. Оба контакта *в* и *г* реле разомкнуты, и реверсивный электродвигатель *5*, являющийся испол-



Фиг. 1. Принципиальная схема автоматического регулятора температуры.

нительным органом, отключен от батареи питания *6*. Воздушная заслонка при этом неподвижна и находится в каком-то определенном положении.

Если, например, при длительной работе авиационного двигателя температура в водопроводе станет выше нормальной, то чувствительный элемент повернет контактный рычаг датчика, который при этом попадет на одну из контактных пластинок *а* или *б*. Тогда цепь одной из обмоток реле окажется замкнутой, и протекающий по ней ток притянет поворотный якорь *д* и замкнет один из контактов *в* или *г*, включающих электродвигатель. Электродвигатель начнет вращаться в сторону открытия заслонки *3*. При этом температура водопровода начнет уменьшаться. Однако уменьшение температуры происходит значительно медленнее, чем перемещение заслонки, поэтому при отсутствии обратной связи при любом небольшом увеличении температуры водопровода электродвигатель успеет открыть заслонку полностью, что вызовет слишком большое уменьшение температуры. Уменьшение температуры зафиксируется

чувствительным элементом и приведет электродвигатель во вращение в противоположную сторону, т. е. он полностью закроет заслонку, что вызовет чрезмерное увеличение температуры. Такой процесс при отсутствии обратной связи повторялся бы периодически, т. е. воздушная заслонка все время открывалась бы и закрывалась, создавая резкие скачки температуры водопровода.

Для устранения указанного явления в данном регуляторе применена обратная связь *7* в виде гибкого валика с червяком, приводимого во вращение электродвигателем и в свою очередь вращающего корпус датчика в ту же сторону, в которую перемещается контактный рычаг. При наличии обратной связи электродвигатель, перемещая воздушную заслонку, одновременно поворачивает и корпус датчика к положению, при котором контактный рычаг опять попадает в промежуток между контактными пластинками и выключает электродвигатель. Правильно подобрав передаточное число зубчатых колес обратной связи, можно достичь того, что электродвигатель всегда будет выключаться при нужном положении заслонки, соответствующем необходимой степени изменения интенсивности охлаждения водопровода. Тогда колебания воздушной заслонки при любых изменениях температуры водопровода будут значительно меньше, и температура водопровода будет поддерживаться приблизительно постоянной.

Однако правильный выбор обратной связи можно сделать только в том случае, если известны характеристики всех других элементов регулятора. Более того, при неудачном выборе отдельных элементов даже обратная связь не сможет обеспечить достаточно хорошую работу регулятора.

Поэтому, проектируя любое автоматическое устройство, как простое, так и сложное, необходимо иметь ясное представление о всех его элементах и возможности их выбора. Следовательно, человеку, сталкивающемуся с автоматическими устройствами, необходимо в первую очередь знание основных элементов автоматики и уже затем знание основных принципов их совместной работы. Такой порядок изложения и принят в настоящей книге. Вначале рассматриваются основные типы элементов автоматики и телемеханики, а в конце излагаются основные сведения о совместной работе этих элементов в автоматических устройствах (счетно-решающих, следящих и регулирующих).

3. ОСНОВНЫЕ ДАТЫ ИСТОРИИ АВТОМАТИКИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Россия является родиной автоматики и телемеханики, о чем свидетельствует вся история развития этой науки. Русские люди занимались практическими вопросами автоматизации еще тогда, когда иностранцы и не помышляли о них.

Первые известные нам работы русских изобретателей в этой области относятся к концу XVII и первой половине XVIII веков. В качестве примера может быть названа «самодействующая пильная мельница» Федора и Осипа Баженинных, работавших в Архангельске в XVII веке.

Изготовлением сложных автоматических устройств занимался русский механик Терентий Волосков (1729—1806 гг.). Построенные им часы производили сложнейшие астрономические вычисления

Первый в мире электроизмерительный прибор был построен в 1752 г. основоположником русской науки М. В. Ломоносовым в содружестве с академиком Г. В. Рихманом.

Первый в мире автоматический регулятор, идея которого лежит в основе всех современных автоматов-регуляторов, был построен и применен в 1765 г. И. И. Ползуновым. Лишь через 20 лет аналогичный регулятор был построен за границей Уаттом.

Талантливым самоучкой-изобретателем И. П. Кулибиным построено большое количество разнообразных автоматических устройств, в том числе «самодвижущийся экипаж», «водоходное судно», «механические ноги» и знаменитые автоматические часы со множеством движущихся фигур — непревзойденные образцы автоматической техники того времени.

XIX век и первая половина XX века были периодом дальнейшего расцвета русской технической мысли. Здесь возможен только краткий и неполный перечень открытий и изобретений, сделанных русскими людьми в области автоматики и телемеханики.

Изобретателем первого электромеханического реле (1830 г.) был П. Л. Шиллинг, получивший также мировую известность как изобретатель электрического телеграфа (1830—1832 гг.).

Первый электродвигатель постоянного тока был сконструирован и применен на практике в 1834—1838 гг. Б. С. Якоби. Первый электрический регулятор для регулирования горения дуговых ламп был построен в 1869 г. В. Н. Чиколевым. В этом регуляторе был впервые применен электродвигатель постоянного тока в качестве исполнительного органа. Вскоре после этого в работах И. А. Вышнеградского (1876 г.) были заложены первые фундаментальные основы общей теории автоматического регулирования задолго до появления подобных работ в иностранной печати. Работы Вышнеградского были продолжены А. М. Ляпуновым, Н. Е. Жуковским и целой плеядой видных советских ученых, таких, как А. А. Андронов, И. Н. Вознесенский, В. С. Кулебакин, А. В. Михайлов и др.

Первый практически осуществленный трансформатор изобрели в 1887 г. П. Н. Яблочков и И. Ф. Усагин независимо один от другого. Первый асинхронный электродвигатель, совершивший переворот в электротехнике, был сконструирован и построен выдающимся русским электротехником-изобретателем М. О. Доливо-Добровольским в 1889 г.

В 1877 г. А. П. Давыдовым была построена и применена первая электрическая синхронно-следящая система для дистанционного управления артиллерийским огнем.

К. И. Константинов в 1842—1848 гг. создал первую электрическую автоматическую систему для определения скорости полета орудийного снаряда. Им же в 1856 г. был изготовлен прибор для дистанционного управления стрельбой из орудий.

В 1888 г. выдающимся русским физиком А. Г. Столетовым было открыто и практически исследовано явление фотоэффекта.

В 1896 г. нашим великим соотечественником А. С. Поповым был построен первый прибор для обнаружения и регистрации электромагнитных колебаний в атмосфере, положивший начало развитию новых отраслей науки — радиотехники и радиолокации.

Особенно большие открытия, изобретения и усовершенствования в области автоматики и телемеханики принадлежат советским ученым и изобретателям, получившим после Великой Октябрьской социалистической революции широкий простор для своих творческих исканий. В каждой главе настоящей книги мы будем встречаться с именами советских ученых и изобретателей при рассмотрении того или иного устройства автоматики.

Большое количество работ в области автоматики и телемеханики удостоено Сталинских премий. К группе лауреатов Сталинских премий принадлежит большое количество инженеров-производственников, создавших новые автоматические агрегаты и установки в промышленности.

За создание высококачественного электрокопировального станка-автомата удостоены Сталинской премии Т. Н. Соколов, К. А. Дружинский, И. И. Верин, А. М. Разыграев и А. Г. Назаров, за систему комплексной автоматизации прокатного стана — К. И. Бурцев с группой инженеров Магнитогорского комбината, за комплексную автоматизацию управления механизмами угольных шахт — В. Б. Уманский, И. И. Баженов и др., за разработку станков-автоматов — Г. А. Шаумян.

Уже этот далеко не полный перечень показывает огромную роль как в прошлом, так и в настоящем русских ученых, инженеров и изобретателей в развитии конструкций, теории и применения автоматики и телемеханики.

ГЛАВА I

ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ И СХЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

§ I.1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

1. Принцип наложения

Принцип наложения применим только к линейным электрическим цепям и формулируется в общем случае следующим образом.

Если в сколь угодно сложной электрической линейной цепи действует несколько электродвижущих сил в произвольных ее точках, то для определения тока в любой ветви этой цепи действие каждой электродвижущей силы можно рассматривать отдельно. Определив токи в интересующей нас ветви от каждой электродвижущей силы отдельно и алгебраически сложив их, можно определить величину общего тока в ней.

При этом под линейной электрической цепью понимается цепь, составленная из элементов (сопротивление, индуктивность и т. п.), величина которых не зависит от протекающего по ним тока и приложенного к ним напряжения. Ток и напряжение каждого такого линейного элемента, как и всей линейной электрической цепи, связаны между собой прямой пропорциональностью.

2. Теорема об эквивалентном генераторе

Эта теорема формулируется так: линейную электрическую цепь любой сложности (фиг. I. 1,*а*) для определения тока I в какой-нибудь из ее ветвей Z можно заменить некоторой эквивалентной цепью (фиг. I. 1,*б*). Тогда величина тока в исследуемой ветви найдется по формуле

$$I = \frac{U_{xx}}{Z + Z_i}, \qquad (I.1)$$

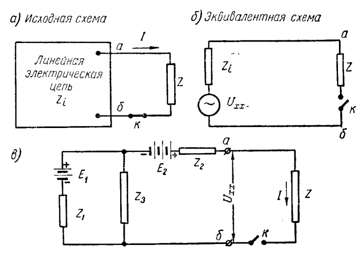
где U_{xx} — напряжение на клеммах (*а*—*б*) исследуемой ветви при ее размыкании (например, ключом K);

Z — сопротивление исследуемой ветви;

Z_i — внутреннее сопротивление остальной части электрической цепи, измеренное с клемм *а*—*б* (при разомкнутом ключе K).

При этом нас уже не интересует количество и распределение электродвижущих сил и токов в остальной части исходной электрической цепи, так как она как бы заменяется одним эквивалентным источником электродвижущей силы U_{xx}, обладающим собственным внутренним сопротивлением Z_i.

Доказательство этой теоремы, имеющей важное значение для расчета электрических цепей, основано на принципе наложения и приводится в общих курсах электротехники. Покажем удобство ее применения на простейшем примере (фиг. I. 1,*в*).



Фиг. I. 1. Теорема об эквивалентном генераторе.

Определение тока в сопротивлении Z при использовании обычных способов, например, законов Кирхгофа, приводит даже в этом случае к необходимости решения довольно сложной системы уравнений. Для использования же формулы (I. 1) разомкнем ключ K и найдем (пренебрегая, как и везде в дальнейшем, кроме особо оговоренных случаев, внутренними сопротивлениями источников энергии)

$$Z_i = Z_2 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_3};$$

$$U_{xx} = E_2 + \frac{E_1}{Z_1 + Z_3} Z_3.$$

Тогда величина тока в сопротивлении Z по формуле (I. 1) находится очень просто:

$$I = \frac{E_2 + \frac{E_1}{Z_1 + Z_3} Z_3}{Z + \left(Z_2 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_3}\right)} = \frac{E_1 Z_3 + E_2 (Z_1 + Z_3)}{Z_1 Z_3 + (Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z)}.$$

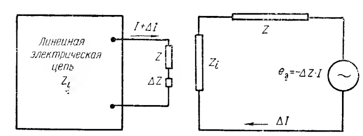
3. Применение теоремы компенсации (метод В. Н. Мильштейна)

Теорема компенсации формулируется (фиг. I. 2) так. Изменение (ΔZ) сопротивления какой-либо ветви сложной линейной электрической цепи может быть заменено включением в рассматриваемую ветвь некоторой эквивалентной электродвижущей силы

$$e_э = -\Delta Z(I + \Delta I),$$

где I — ток в рассматриваемой ветви до изменения сопротивления; ΔI — изменение тока в этой ветви, вызванное изменением сопротивления.

В электрической цепи при этом ничто не изменится, так как мы как бы заменяем эквивалентной электродвижущей силой реальное



Фиг. I. 2. Применение теоремы компенсации.

приращение падения напряжения, вызванное приращением сопротивления (ΔZ).

Доказательство этой теоремы также основано на применении принципа наложения.

Важное применение эта теорема находит в измерительной технике для часто встречающихся случаев малых относительных изменений сопротивления ($\Delta Z \ll Z$). Здесь $\Delta I \ll I$, и величину эквивалентной электродвижущей силы можно приближенно записать так: $e_э \approx -\Delta Z I$, полагая произведение $\Delta Z \Delta I = 0$. При этом значительно упрощается определение изменения тока в рассматриваемой ветви, происшедшего вследствие изменения ее сопротивления. В самом деле, так как изменение тока обусловлено только изменением сопротивления, то, применяя принцип наложения и используя теорему об эквивалентном генераторе, для величины изменения тока можно написать (фиг. I. 2)

$$\Delta I = \frac{U_{xx}}{Z_i + Z} = \frac{e_э}{Z_i + Z} = -\frac{\Delta Z I}{Z_i + Z}. \qquad (I. 2)$$

Если при отсутствии изменения сопротивления Z токи и сопротивления электрической цепи определяются без затруднений (на-

пример, для уравновешенных мостовых схем), то указанный метод значительно упрощает расчеты по определению изменения тока при наличии изменения сопротивления Z.

Более общее рассмотрение этого вопроса можно найти в работах В. Н. Мильштейна, М. И. Левина и К. М. Поливанова, посвященных общим свойствам и расчету сложных измерительных схем [1].

4. Работа электрической цепи на нагрузку

В дальнейшем любую линейную электрическую цепь будем называть просто электрической цепью, подразумевая, что случаи наличия нелинейных элементов должны всегда оговариваться особо.

Если произвольная электрическая цепь работает на какую-то нагрузку (Z на фиг. I. 1), то ток и напряжение в нагрузке зависят от величины ее сопротивления при постоянных параметрах остальной части электрической цепи, обладающей внутренним сопротивлением Z_i. Из формулы (I. 1) видно, что если увеличивать сопротивление нагрузки, то в пределе, при $Z=\infty$, ток в нагрузке равен нулю. Нагрузкой при этом не потребляется никакой электрической мощности. Примером такого режима является работа электрической цепи на электронный усилитель, обладающий очень большим входным сопротивлением.

Если уменьшать сопротивление нагрузки, то в другом предельном случае, при $Z=0$, падение напряжения на нагрузке равно нулю, а значит, равна нулю и электрическая мощность, потребляемая нагрузкой из электрической цепи. Очевидно, что при каком-то среднем значении Z эта мощность будет максимальной. В общем случае для обычных величин сопротивления нагрузки ее работоспособность определяется величиной потребляемой мощности. Поэтому важнейшим вопросом при расчете электрических цепей является определение условий, при которых нагрузка потребляет от электрической цепи максимальную мощность.

Для определения этого условия исследуем на максимум выражение электрической мощности, получающееся по формуле (I. 1) в виде

$$P=I^2Z=\frac{U^2_{xx}}{(Z+Z_i)^2}Z.$$

Как известно, при переменном Z условие максимума можно найти, приравняв нулю первую производную от P по Z:

$$\frac{\partial P}{\partial Z}=\frac{U^2_{xx}\left[(Z_i+Z)^2-2Z\,(Z_i+Z)\right]}{(Z_i+Z)^4}=0.$$

[1] В. Н. Мильштейн, Общий метод оценки малых изменений в электрических цепях с помощью эквивалентных схем, «Электричество», 1950, № 5.
М. И. Левин, Общие свойства измерительных схем, «Электричество», 1946, № 2.
К. М. Поливанов, Теорема вариации параметров линейной электрической цепи, «Электричество», 1946, № 2.

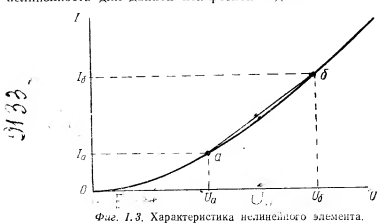
Отсюда находим необходимое условие

$$Z = Z_i, \qquad (I.3)$$

т. е. для получения от электрической цепи максимальной мощности сопротивление нагрузки должно быть равно внутреннему (без Z) сопротивлению электрической цепи. Это положение является важнейшим для расчета маломощных измерительных схем.

5. Электрические цепи с нелинейными элементами

В современной электротехнике нелинейные элементы встречаются довольно часто. В качестве примеров можно указать на электронные лампы, твердые выпрямители, катушки с насыщенным стальным сердечником и т. п. Характеристика нелинейного элемента, т. е. зависимость тока в нем от приложенного напряжения, обычно определяется экспериментально и задается графически в виде кривой $I = f(U)$. При расчете схем с нелинейными элементами необходимо в первую очередь уяснить, насколько существенна их нелинейность для данной конкретной задачи.



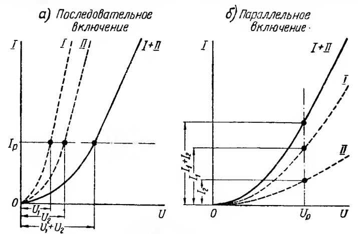
Фиг. I.3. Характеристика нелинейного элемента.

Если нелинейность невелика и не играет принципиальной роли в работе схемы, то ею можно пренебречь и считать нелинейный элемент приближенно линейным. При этом часто бывает достаточно, чтобы нелинейность была мала только на рабочем (*а—б* на фиг. I.3) участке характеристики. В этом случае считают, что нелинейный элемент имеет приближенно линейную характеристику, выражаемую прямой (*а—б* на фиг. I.3). Предварительно необходимо оценить погрешность, появляющуюся от такой замены.

Если нелинейностью элемента пренебречь нельзя, то его характеристику выражают (апроксимируют) каким-либо подходящим математическим уравнением либо прибегают к графо-аналитическим методам расчета электрической цепи.

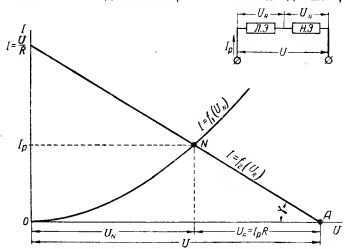
Основной задачей простейшего графо-аналитического расчета является определение токов и напряжений в электрической цепи, состоящей в общем случае из линейных и нелинейных элементов.

Такой расчет удобнее вести, объединив отдельно все линейные и отдельно все нелинейные элементы, т. е. считая, что электрическая цепь имеет один суммарный линейный и один суммарный не-



Фиг. I. 4. Суммирование характеристик двух нелинейных элементов.

линейный элементы. Примеры суммирования характеристик нелинейных элементов показаны на фиг. I. 4. Если два нелинейных элемента включены последовательно, то ток в них одинаков, и тогда



Фиг. I. 5. Графо-аналитический расчет электрической цепи, содержащей линейный и нелинейный элементы.

складываются абсциссы характеристик (фиг. I. 4,*а*). Если они включены параллельно, то падение напряжения на обоих элементах одинаково, и тогда складываются ординаты характеристик (фиг. I. 4,*б*).

Расчет электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных линейного и нелинейного элементов, производится (фиг. I.5) следующим образом. Так как ток в обоих элементах одинаков, то рабочей точкой N электрической цепи должна быть точка пересечения характеристик $I=f_1(U_N)$ нелинейного и $I=f_2(U_R)$ линейного элементов. Сумма напряжений U_R+U_N должна быть равна приложенному напряжению U. Поэтому начало характеристики линейного элемента должно быть в точке A, и она должна быть проведена под углом $\gamma=\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{R}$ к оси абсцисс. Способ основан на совместном графическом решении двух уравнений:

$$I=f_1(U_N) \text{ задано графически;}$$

$$I=\frac{U-U_N}{R}=\frac{U_R}{R}\text{ — уравнение прямой.}$$

При параллельном соединении линейного и нелинейного элементов расчет выполняется аналогично, но токи в них складываются.

§ I.2. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

По определению одного из крупнейших советских метрологов М. Ф. Маликова, «Измерение есть познавательный процесс, заключающийся в сравнении путем физического эксперимента данной величины с некоторым ее значением, принятым за единицу». Результатом этого процесса должно явиться выражение измеряемой величины в форме, удобной для ее отсчета (например, угол поворота стрелки показывающего прибора) или для дальнейшего использования (например, напряжение, подаваемое на вход счетно-решающего устройства). Так как для ряда физических величин (например, для перемещения) не существует удобного электрического метода непосредственного измерения, то для преобразования интересующей нас величины в электрическую применяются специальные электрические датчики. Электрическую величину (ток, напряжение и т. п.), полученную от датчика, необходимо преобразовать к наиболее удобному для измерения виду с помощью измерительной схемы и подать на измерительный прибор. Таким образом, в общем случае процесс измерения требует наличия электрического датчика, измерительной схемы и измерительного прибора (или другого устройства, выполняющего аналогичные функции).

1. Чувствительность схемы и чувствительность измерительного прибора

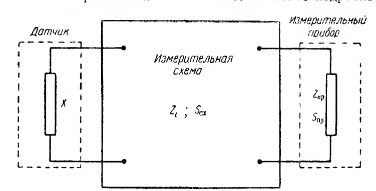
Результат измерения характеризуется точностью, т. е. близостью полученного значения измеряемой величины к ее истинному значению. Аппаратуру, применяемую при измерении, характеризуют также чувствительностью, т. е. отношением изменения выходной величины Δy (перемещения указателя, изменения тока и т. п.) к

вызвавшему это изменение изменению Δx измеряемой (входной) величины:

$$S=\frac{\Delta y}{\Delta x}. \qquad (I.4)$$

Понятие «чувствительность» не следует смешивать с понятием «порога чувствительности», т. е. наименьшего значения входной (измеряемой) величины, способного вызвать изменение показаний прибора[1] или срабатывание выходного устройства (например, реле).

Для измерения малых величин чувствительность метода измерения приобретает первостепенную важность, часто определяя возможность самого измерения. Поэтому перед рассмотрением наиболее важных измерительных схем необходимо более подробно оста-



Фиг. I.6. Чувствительность метода измерения.

новиться на некоторых общих вопросах определения чувствительности.

Рассматривая электрический датчик как элемент измерительной схемы (это справедливо для датчиков, выходным параметром которых является величина электрического сопротивления), чувствительность метода измерения в соответствии с обозначениями фиг. I.6 можно определить следующим образом.

Пусть

$$S_{сх}=\frac{\Delta y}{\Delta x} \quad \text{и} \quad S_{пр}=\frac{\Delta \alpha}{\Delta y},$$

где Δx — изменение измеряемой (электрической) величины;
Δy — изменение тока или напряжения на $Z_{пр}$;
$\Delta \alpha$ — изменение показаний измерительного прибора.

Естественно, что при определении $S_{сх}$ должны быть учтены сопротивление измерительного прибора и сопротивление датчика, ко-

[1] В настоящей главе для краткости будем называть измерительным прибором любое устройство, стоящее на выходе измерительной схемы.

торое в этом случае может считаться постоянным, так как обычно $\Delta x \ll x$. Тогда

$$S = \frac{\Delta\alpha}{\Delta x} = \frac{\Delta y}{\Delta x}\frac{\Delta\alpha}{\Delta y} = S_{сх}S_{пр}, \qquad (I.5)$$

т. е. чувствительность метода измерения равна произведению чувствительности измерительной схемы на чувствительность измерительного прибора.

Различают два режима работы измерительной схемы:

1) Измерительная схема работает на измерительный прибор с сопротивлением $Z_{пр} \gg Z_i$ (например, на вход электронного усилителя). Ток через измерительный прибор практически равен нулю, и прибор реагирует лишь на величину изменения напряжения, т. е. $\Delta y = \Delta U_{пр}$. В этом случае говорят о чувствительности по напряжению:

$$S^U_{сх} = \frac{\Delta U_{пр}}{\Delta x}; \quad S^U_{пр} = \frac{\Delta\alpha}{\Delta U_{пр}}.$$

2) Измерительная схема работает на измерительный прибор, сопротивление которого сравнимо с внутренним сопротивлением схемы. В этом случае измерительный прибор реагирует на величину протекающего по нему тока, т. е. $\Delta y = \Delta I_{пр}$, и говорят о чувствительности по току:

$$S_{сх} = \frac{\Delta I_{пр}}{\Delta x}; \quad S_{пр} = \frac{\Delta\alpha}{\Delta I_{пр}}.$$

Так как первый режим имеет место только в ряде специальных случаев, то в дальнейшем под чувствительностью будем понимать чувствительность по току, а чувствительность по напряжению оговаривать особо.

2. Выбор схемы и прибора по заданной чувствительности метода измерения

Увеличение точности и чувствительности метода измерения наиболее легко достигается с помощью увеличения чувствительности измерительной схемы. Например, если разбаланс мостовой схемы в 10% дает полное отклонение по шкале, измеряемое прибором с точностью в 1%, то повышение в 100 раз напряжения источника питания моста позволит измерить с той же точностью прибора разбаланс в 0,1%. Общая точность измерения разбаланса моста составит теперь $0{,}1 \cdot 0{,}01 = 0{,}001\%$. Таким образом, мостовая схема является средством увеличения чувствительности и точности метода измерения. Аналогичными средствами являются дифференциальная и компенсационная схемы, уменьшение пределов измерения приборов и использование приборов, не имеющих нулевого деления шкалы. Все эти способы широко применяются в измерительной технике.

Подбирая аппаратуру для измерения, обычно стремятся достигнуть либо некоторой заданной чувствительности S, либо вообще максимально возможной чувствительности S_{max}. При этом практически возможны два пути:

1) Если заданы измерительный прибор и его чувствительность, то для получения заданной чувствительности метода измерения необходимо иметь

$$S_{сх} = \frac{S}{S_{пр}}.$$

Для получения максимальной чувствительности метода измерения необходимо выбрать максимально возможную чувствительность измерительной схемы.

2) Если измерительный прибор и его чувствительность не заданы, то подбирается необходимая величина произведения $S_{сх}S_{пр}$ исходя из конкретных условий и имеющихся элементов.

В обоих случаях следует учитывать необходимость выполнения условия $Z_{пр} = Z_i$ для получения в измерительном приборе максимальной мощности. Токи, получающиеся в элементах схемы и измерительного прибора, необходимо проверить по величине допустимой тепловой нагрузки этих элементов.

§ I.3. МОСТОВАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СХЕМА НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Схема четырехплечего моста получила широкое распространение в измерительных устройствах в самых различных вариантах. Применяются два основных типа этой схемы:

1) схема равновесного или балансного моста, предусматривающая нулевой метод измерения;

2) схема неравновесного или небалансного моста, предусматривающая измерение методом непосредственного отсчета.

Для измерения неэлектрических величин наиболее часто используется второй тип. Однако если задачей мостовой схемы является не непосредственное измерение, а управление каким-либо процессом, то во многих случаях применяется и первый тип, тем более что он обеспечивает значительно бо́льшую точность, хотя и требует ручного регулирования или автоматической самобалансировки.

1. Основные соотношения для мостовой схемы

Для величины тока в измерительной диагонали мостовой схемы (фиг. I.7) в электротехнике выводятся два типа уравнений:

$$I_{пр} = I\frac{R_1R_4 - R_2R_3}{N} \qquad (I.6)$$

и

$$I_{пр} = U\frac{R_1R_4 - R_2R_3}{M}, \qquad (I.7)$$

где

$$N = (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)R_{пр} + (R_1 + R_3)(R_2 + R_4); \qquad (I.8)$$

$$M = (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)R_{пр} + R_1R_2(R_3 + R_4) + R_3R_4(R_1 + R_2). \qquad (I.9)$$

Из написанных выражений легко определить входное сопротивление моста со стороны клемм $a—c$:

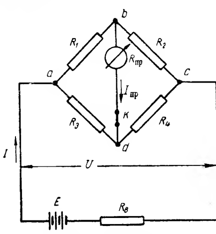
$$R_м = \frac{U}{I} = \frac{M}{N}, \qquad (I. 10)$$

и, полагая $I_{пр}=0$, условие равновесия моста

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \qquad (I. 11)$$

В низкоомных мостах, имеющих сопротивление $R_м$ значительно меньшее, чем сопротивление цепи источника питания R_e, изменение сопротивлений плеч моста почти не влияет на величину общего тока, т. е. $I \approx \text{const}$, и удобнее пользоваться формулой (I. 6).

В высокоомных мостах, питающихся от низкоомного источника, т. е. при условии $R_e \ll R_м$, можно считать постоянной величину напряжения $U=E-IR_e$, приложенного к мосту, при изменениях сопротивлений его плеч. В этом случае целесообразно пользоваться формулой (I. 7).



Фиг. I. 7. Мостовая схема.

Покажем применение теоремы об эквивалентном генераторе на примере вывода формулы (I. 7). По этой теореме

$$I_{пр} = \frac{U_{db}}{R_{пр}+R_i}.$$

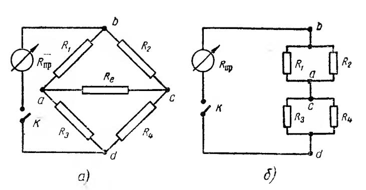
Напряжение U_{db}, равное разности потенциалов φ между точками d и b, легко найти, если разомкнуть ключ K на фиг. I. 7:

$$U_{db} = \varphi_d - \varphi_b = U_{dc} - U_{bc} = \frac{U}{R_3+R_4} R_4 - \frac{U}{R_1+R_2} R_2 =$$

$$= \frac{(R_1R_4 - R_2R_3)}{(R_1+R_2)(R_3+R_4)} U.$$

Для определения внутреннего сопротивления $R_i = R_{db}$ перерисуем схему (фиг. I. 8,*а*). Полагая $R_e=0$, для определения R_i получим схему (фиг. I. 8,*б*), из которой найдем

$$R_i = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} + \frac{R_3R_4}{R_3+R_4} = \frac{R_1R_2(R_3+R_4)+R_3R_4(R_1+R_2)}{(R_1+R_2)(R_3+R_4)}. \qquad (I. 12)$$



Фиг. I.8. Расчет мостовой схемы.

Теперь после несложных преобразований легко найти искомую формулу

$$I_{\text{пр}} = U\frac{R_1R_4 - R_2R_3}{(R_1+R_2)(R_3+R_4)R_{\text{пр}}+R_1R_2(R_3+R_4)+R_3R_4(R_1+R_2)}.$$

2. Чувствительность равновесного моста

Если одно из сопротивлений (например, R_1) равновесной мостовой схемы изменится на величину ΔR_1, то в измерительной диагонали появится ток $\Delta I_{\text{пр}}$. Чувствительность такой схемы удобнее характеризовать величиной

$$S_{\text{сх}} = \frac{\Delta I_{\text{пр}}}{\varepsilon}, \qquad (I.13)$$

где $\varepsilon = \frac{\Delta R_1}{R_1}$ — относительное изменение R_1. Подставляя в равенства (I.6) и (I.7) $R_1 + \Delta R_1$ вместо R_1, и считая, что по малости ΔR_1 знаменатели практически не изменятся, имеем

$$\Delta I_{\text{пр}} = I\frac{(R_1+\Delta R_1)R_4 - R_2R_3}{N} = I\frac{\Delta R_1R_4}{N} = U\frac{\Delta R_1R_4}{M},$$

так как при равновесии $R_1R_4 - R_2R_3 = 0$.

Тогда чувствительность схемы

$$S_{\text{сх}} = \frac{\Delta I_{\text{пр}}}{\varepsilon} = \frac{\Delta I_{\text{пр}}}{\frac{\Delta R_1}{R_1}} = I\frac{R_1R_4}{N} = U\frac{R_1R_4}{M}, \qquad (I.14)$$

а чувствительность схемы по напряжению

$$S_{\text{сх}}^U = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\varepsilon} = \frac{\Delta I_{\text{пр}}R_{\text{пр}}}{\frac{\Delta R_1}{R_1}} = I\frac{R_1R_4}{\frac{N}{R_{\text{пр}}}} = U\frac{R_1R_4}{\frac{M}{R_{\text{пр}}}}. \qquad (I.15)$$

Чувствительностью по напряжению обычно интересуются, когда $R_{\text{пр}} \gg R_i$. Практически это встречается при работе схемы на электрон-

ный усилитель, а так как большинство электронных усилителей работает на переменном токе, то подробный анализ чувствительности по напряжению мы даем в следующем параграфе, посвященном мостам переменного тока.

Выразим все сопротивления мостовой схемы через сопротивление R_1:

$$R_2 = mR_1;\ R_3 = nR_1;\ R_4 = pR_1 = nmR_1;\ R_{\text{пр}} = qR_1.$$

Подставляя эти выражения в формулу (I. 14), получим:

а) Для режима $U = \text{const}$

$$S_{\text{сх}} = \frac{U}{R_1} \frac{1}{(1+m)\left[q\left(1+\frac{1}{m}\right)+1+n\right]} = \frac{U}{R_1} f(m, n, q) \qquad (\text{I. } 16)$$

Из этой формулы видно, что при уменьшении n до нуля $S_{\text{сх}}$ увеличивается до максимума. С другой стороны, при постоянных n и q чувствительность схемы будет максимальной при

$$m = \sqrt{\frac{q}{1+n+q}}.$$

Следовательно, при одновременном изменении всех трех коэффициентов (m, n и q) самая максимальная чувствительность будет при

$$n = 0 \ \text{ и } \ m = \sqrt{\frac{q}{1+q}}.$$

б) Для режима $I = \text{const}$

$$S_{\text{сх}} = I \frac{1}{\left(1+\frac{1}{n}\right)\left[q\left(1+\frac{1}{m}\right)+1+n\right]} = I\varphi(m, n, q). \qquad (\text{I. } 17)$$

При увеличении m до бесконечности чувствительность растет. При постоянных m и q максимум чувствительности будет при

$$n = \sqrt{q\left(1+\frac{1}{m}\right)+1}.$$

Следовательно, самая максимальная чувствительность будет при

$$m = \infty \ \text{ и } \ n = \sqrt{1+q}.$$

При расчете мостовых схем часто приходится решать такую задачу: к имеющимся электрическому датчику и измерительному прибору (т. е. заданным R_1 и $R_{\text{пр}}$) подобрать элементы мостовой схемы так, чтобы получить заданную или максимально возможную чувствительность.

Максимально возможная чувствительность практически не может быть получена по найденным в теоретическом анализе условиям, так как она ограничивается допустимой токовой нагрузкой

элементов схемы (что ограничивает пределы выбора величин n и m). В этом случае пользоваться формулами (I. 16) и (I. 17) неудобно, и для расчета строят номограммы функций $f\ (m,\ n,\ q)$ и $\varphi\ (m,\ n,\ q)$. По таким номограммам, пример которых для режима $U=\text{const}$ и $q=1$ показан на фиг. I. 9, можно, учитывая необходимую чувствительность и допустимую токовую нагрузку, определить необходимые величины m и n, т. е. величину сопротивлений R_2, R_3 и R_4 мостовой схемы.

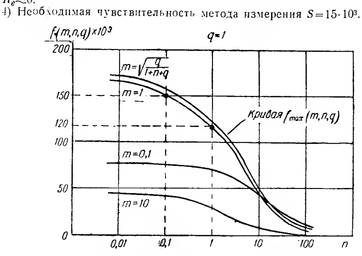
Пример 1. Найти необходимую чувствительность и величину сопротивлений мостовой схемы, если максимальная токовая нагрузка во всех элементах схемы не должна превышать 50 *ма* и задано:

1) Сопротивление электрического датчика $R_1=100$ *ом*.

2) Сопротивление гальванометра $R_{\text{пр}}=100$ *ом*, а его чувствительность $S_{\text{пр}}=10^6\ \frac{\text{дел}}{a}$.

3) Напряжение источника питания $U=10$ *в*; его внутреннее сопротивление $R_e\approx 0$.

4) Необходимая чувствительность метода измерения $S=15\cdot 10^3$.



Фиг. I. 9. Номограммы для расчета мостовой схемы при $q=1$.

Решение. Так как $R_e=0$, то схема работает в режиме постоянного напряжения. Необходимая чувствительность схемы

$$S_{\text{сх}}=\frac{S}{S_{\text{пр}}}=\frac{15\cdot 10^3}{10^6}=15\cdot 10^{-3}.$$

С другой стороны,

$$S_{\text{сх}}=\frac{U}{R_1}f(m,n,q),$$

откуда

$$f_1(m,n,q)=\frac{15\cdot 10^{-3}\cdot 100}{10}=0,15;$$

$$f_1(m,n,q)\,10^3=150;\quad q=\frac{R_{\text{пр}}}{R_1}=1.$$

По фиг. I.9 для этих значений находим $m=1$ и $n=0,1$. Проверяем на величину допустимых токов, для чего, полагая $\Delta I_{\text{пр}}=0$ и разрывая обесто-

ченную диагональ, получим схему фиг. I. 10, где $R_1=100$ *ом*, $R_2=mR_1=100$ *ом*, $R_3=nR_1=10$ *ом* и $R_4=mnR_1=10$ *ом*.

Ток в нижней ветви равен

$$I_3=\frac{U}{R_3+R_4}=\frac{10}{10+10}=0,5\ a,$$

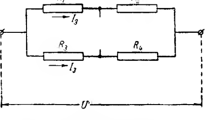
т. е. больше допустимого. Увеличим n до $n=1$, что соответствует по фиг. I.9 $f_2(m,n,q)\,10^3=120$. При этом $m=1$, $n=1$, и ток в обеих ветвях схемы

$$I_3=\frac{10}{100+100}=0,05\ a,$$

т. е. укладывается в допустимые пределы. Очевидно, что при заданных параметрах получить $S=15\cdot10^3$ не удастся и придется ограничиться величиной

$$S=S_{сх}S_{пр}=\frac{U}{R_1}f_2(m,n,q)\,S_{пр}=$$

$$=\frac{10}{100}\,0,12\cdot10^3=12\cdot10^3$$



Фиг. I. 10. Схема для расчета токов к примеру 1.

при следующих сопротивлениях: $R_2=100$ *ом*, $R_3=100$ *ом*, $R_4=100$ *ом*. Легко заметить, что снижать токовую нагрузку за счет уменьшения U нельзя, так как это при том же значении $f(m,n,q)$ приведет к снижению чувствительности схемы в 10 раз.

3. Чувствительность неравновесного моста

Общий анализ чувствительности в этом случае представляет значительные трудности и целесообразен только для конкретных данных[1]. Для оценки различных способов включения датчиков в измерительную схему удобнее сравнивать их при одинаковых параметрах моста. В качестве такого частного случая возьмем случай простейший, но вместе с тем и наиболее часто применяемый, так как его чувствительность близка к оптимальной, когда $R_2=R_3=R_4=R_0$, $R_1=R_0\pm\Delta R$ (сопротивление датчика). Формула (I. 6) дает в этом случае

$$I_{пр}=I\,\frac{R_0(R_0\pm\Delta R)-R_0^2}{R_{пр}(4R_0+\Delta R)+4R_0^2+\Delta R\,2R_0}.$$

Если $\Delta R\ll R_0$, то получим приближенно

$$I_{пр}\approx\pm\frac{\Delta R}{4(R_{пр}+R_0)}\,I. \qquad (I.\ 18)$$

Аналогичные выражения можно получить и для других способов включения датчиков, показанных на фиг. I. 11, где чувствительность первого способа условно принята за единицу.

Шкала неравновесного моста лишь приближенно равномерна, так как ΔR, вообще говоря, входит и в знаменатель. Однако рав-

[1] См. работы Л. Л. Крапивенского, Условия наибольшей чувствительности моста Витстона, Труды ЛИИ, № 5, 1936 и Е. И. Дмитриева, Измерение малых перемещений индуктивным методом, АН СССР, 1945.

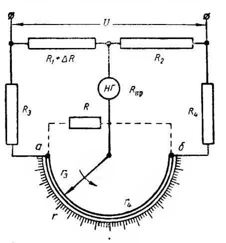
№ по пор.	Тип схемы	Величина тока в измерительном приборе	Условная чувствительность
1	$R_0+\Delta R$, R_0, $R_{пр}$, R_0, R_0	$I_{пр}=I\dfrac{\Delta R}{4(R_{пр}+R_0)}$	1
2	$R_0+\Delta R$, R_0, $R_{пр}$, R_0, $R_0+\Delta R$	$I_{пр}=I\dfrac{\Delta R}{2(R_{пр}+R_0)}$	2
3	$R_0+\Delta R$, $R_0-\Delta R$, $R_{пр}$, R_0, R_0	$I_{пр}=I\dfrac{\Delta R}{2(R_{пр}+R_0)}$	2
4	$R_0+\Delta R$, R_0, $R_{пр}$, R_0, $R_0-\Delta R$	$I_{пр}=I\dfrac{-(\Delta R)^2}{4R_0(R_{пр}+R_0)}$	~ 0
5	$R_0+\Delta R$, $R_0-\Delta R$, $R_{пр}$, $R_0-\Delta R$, $R_0+\Delta R$	$I_{пр}=I\dfrac{\Delta R}{(R_{пр}+R_0)}$	4
6	$R_0+\Delta R$, $R_0+\Delta R$, $R_{пр}$, R_0, R_0	0	0
7	$R_0-\Delta R$, R_0, $R_{пр}$, $R_0+\Delta R$, R_0	$I_{пр}=I\dfrac{\Delta R}{2(R_{пр}+R_0)}$	2

Фиг. I.11. Чувствительность мостовой схемы при различных способах включения датчиков.

номерность при $\Delta R \ll R_0$ вполне достаточна для практических целей. Исключением является способ 7 (фиг. I. 11), для которого зависимость $I_{пр}=f(\Delta R)$ строго линейна, так как в формуле (I. 6) применительно к этому способу сумма $R_1+R_3=\text{const}$ и знаменатель не зависит от ΔR. Недостатком этого способа является питание моста через скользящий контакт (в практическом исполнении).

4. Шкала равновесного моста

Мостовая равновесная схема в практическом исполнении показана на фиг. I. 12. Измерительный прибор (нулевой гальванометр) здесь служит лишь сигнализатором наличия разбаланса, при появлении которого схема балансируется вновь перемещением движка регулировочного реостата r. Чем больше величина ΔR, тем на больший угол надо повернуть движок реостата для восстановления равновесия. Перемещение движка производится либо вручную, либо с помощью специального электродвигателя, управляемого от нулевого гальванометра. Положение движка относительно реостата r, снабженного шкалой, является, таким образом, мерой величины изменения сопротивления R_1 в момент, когда стрелка нулевого гальванометра находится против нулевой отметки.



Фиг. I. 12. Реальная равновесная мостовая схема.

Пусть при $\Delta R=0$ схема сбалансирована тогда, когда движок находится в точке a реостата, являющейся, таким образом, нулем его шкалы. Условием равновесия схемы будет

$$R_1(R_4+r)=R_2R_3. \qquad (I)$$

При $\Delta R \neq 0$ условие равновесия изменится:

$$(R_1+\Delta R)[R_4+(r-r_3)]=R_2(R_3+r_3). \qquad (II)$$

Здесь $r=r_3+r_4$ — полное сопротивление реостата.

Для реостата с равномерной намоткой величина r_3 прямо пропорциональна углу поворота, т. е. в некотором масштабе изображает шкалу схемы. Вычитая равенство (I) из равенства (II), после несложных преобразований получим уравнение шкалы

$$r_3=\Delta R\,\frac{r+R_4}{R_1+R_2+\Delta R}.$$

Очевидно, что шкала линейна только при $\Delta R \ll R_1+R_2$.

Шкалу можно сделать идеально линейной, если включить датчик в качестве плеча R_4. Тогда условием равновесия при $\Delta R \neq 0$ будет

$$R_1 [R_4 + \Delta R + (r - r_3)] = R_2 (R_3 + r_3). \qquad \text{(III)}$$

Вычитая равенство (I) из равенства (III), получим уравнение шкалы

$$r_3 = \Delta R \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad \text{(I. 19)}$$

Для изменения цены деления и расширения предела измерения шкалы реостата его можно шунтировать сопротивлением R, как показано пунктиром на фиг. I. 12. Величина R выбирается в зависимости от требуемой шкалы, уравнением которой в этом случае вместо равенства (I. 19) будет выражение

$$r_3 = \Delta R \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{r + R}{R}. \qquad \text{(I. 20)}$$

При этом изменение шкалы достигается без нарушения ее линейности. Вывод уравнения (I. 20) аналогичен выводу уравнения (I. 19).

§ I. 4. МОСТОВАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СХЕМА НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

1. Основные соотношения

Основные соотношения для моста переменного тока тождественны соотношениям для моста постоянного тока при замене в них активных сопротивлений полными сопротивлениями (фиг. I. 13). Ток в измерительной диагонали

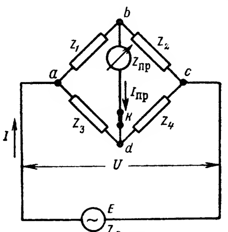
$$I_{\text{гр}} = I \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{N} = $$

$$= U \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{M} \qquad \text{(I. 21)}$$

и условие равновесия

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \qquad \text{(I. 22)}$$

не меняют формы записи, но включают в себя комплексные величины, характеризующиеся не только модулем, но и фазовым углом. Это определяет некоторые особенности работы моста переменного тока. В частности, условие равновесия распадается на два самостоятельных условия — для модулей и для фаз, т. е. полное уравновешивание моста переменного тока возможно только при одновременном выполнении обоих этих независимых условий.



Фиг. I. 13. Мостовая схема на переменном токе.

Действительно, если через X обозначать реактивные сопротивления, а через R активные, то

$$Z = ze^{j\varphi},$$

где z — модуль;

$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{X}{R}$ — фаза полного сопротивления.

В этих обозначениях равенство (I. 22) перепишется так:

$$z_1 z_4 e^{j(\varphi_1+\varphi_4)} = z_2 z_3 e^{j(\varphi_2+\varphi_3)}$$

и выполнится при осуществлении двух условий:

$$z_1 z_4 = z_2 z_3; \quad \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \tag{I. 23}$$

При записи в комплексной форме равенство (I. 22) примет вид

$$(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3)$$

и, так как мнимые и действительные его части должны быть равны по отдельности, распадется на два независимых условия равновесия:

$$\left.\begin{aligned} R_1R_4 - X_1X_4 = R_2R_3 - X_2X_3; \\ X_1R_4 + X_4R_1 = X_2R_3 + X_3R_2. \end{aligned}\right\} \tag{I. 24}$$

Трудность практического регулирования равновесия моста переменного тока заключается в том, что, даже выполнив одно условие равновесия, необходимо еще выполнить и второе, не нарушая при этом первого. Такое регулирование возможно только методом последовательных приближений, когда вначале добиваются минимального тока $I_{пр}$, регулируя один параметр, затем добиваются еще большего уменьшения $I_{пр}$, регулируя другой параметр, и т. д., последовательно уменьшая $I_{пр}$ до нуля.

Регулирование равновесия моста переменного тока упрощается только в следующих частных случаях (когда вместо двух условий равновесия остается одно):

1) Если $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 0$, т. е. плечи моста обладают только реактивными сопротивлениями (что возможно только при применении конденсаторов, так как катушки индуктивности всегда имеют активное сопротивление), то остается только одно условие равновесия

$$X_1X_4 = X_2X_3.$$

2) Если $X_1 = X_2 = X_3 = X_4 = 0$, т. е. плечи моста обладают только активными сопротивлениями, то остается условие

$$R_1R_4 = R_2R_3.$$

3) Если два соседних плеча имеют только активные, а два других плеча только реактивные (что опять возможно лишь при применении конденсаторов) сопротивления, то остается одно условие, например,

$$X_1R_4 = R_2X_3,$$

если $R_1 = R_3 = X_2 = X_4 = 0$ и т. п.

2. Чувствительность по току

При использовании комплексных величин формула чувствительности по току (I. 14) неудобна для вычислений. Поэтому преобразуем ее к более удобному виду (полагая, что сопротивление Z_1 изменилось до величины $Z_1+\Delta Z$):

$$S_{\text{сх}}=U\frac{Z_1Z_4}{Z_1Z_2(Z_3+Z_4)+Z_3Z_4(Z_1+Z_2)(Z_1+Z_2)(Z_3+Z_4)Z_{\text{пр}}}=$$

$$=\frac{U}{\frac{Z_2Z_3}{Z_4}+Z_2+Z_3+\frac{Z_3Z_2}{Z_1}+\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right)\left(1+\frac{Z_3}{Z_4}\right)Z_{\text{пр}}}$$

или, так как $\frac{Z_2Z_3}{Z_4}=Z_1$ и $\frac{Z_3Z_2}{Z_1}=Z_4$,

$$S_{\text{сх}}=\frac{U}{Z_1+Z_2+Z_3+Z_4+\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right)\left(1+\frac{Z_3}{Z_4}\right)Z_{\text{пр}}}. \tag{I. 25}$$

3. Чувствительность по напряжению

Вопрос о чувствительности по напряжению рассмотрим для практически наиболее важного случая, когда $Z_{\text{пр}}\gg Z_i$. Тогда в соответствии с формулой (I. 15) получим

$$S^U_{\text{сх}}=\frac{\Delta U}{\frac{\Delta Z}{Z_1}}=U\frac{\frac{Z_1Z_4}{M}}{Z_{\text{пр}}}=$$

$$=U\frac{Z_1Z_4}{(Z_1+Z_2)(Z_3+Z_4)+\frac{Z_1Z_2}{Z_{\text{пр}}}(Z_3+Z_4)+\frac{Z_3Z_4}{Z_{\text{пр}}}(Z_1+Z_2)}.$$

Здесь по малости можно пренебречь вторым и третьим слагаемыми в знаменателе, тогда

$$S^U_{\text{сх}}=\frac{\Delta U}{\frac{\Delta Z}{Z_1}}=U\frac{Z_1Z_4}{(Z_1+Z_2)(Z_3+Z_4)}. \tag{I. 26}$$

Анализ чувствительности выполним по методу[1], предложенному Селецким. Интересуясь относительным изменением напряжения на клеммах измерительного прибора $e=\frac{\Delta U}{U}$ в зависимости от относительного изменения переменного сопротивления $\sigma'=\frac{\Delta Z}{Z_1}$, формулу (I. 26) можем переписать так:

$$e=\frac{Z_1Z_4}{(Z_1+Z_2)(Z_3+Z_4)}\sigma'.$$

---

[1] Seletzky, Zurcher. Чувствительность четырехплечего моста, AJEE Trans., 1939, стр. 723.

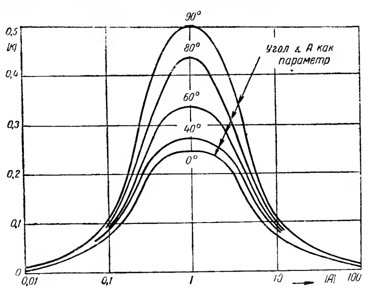
Полагая $\frac{Z_4}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_1} = A$ и выполнив несложные преобразования, получим окончательно

$$e = \frac{A}{(1+A)^2}\, \sigma' = K\sigma', \tag{I.27}$$

где величина $K = \frac{A}{(1+A)^2}$ характеризует чувствительность моста переменного тока при напряжении питания, равном одному вольту. Величина K комплексная, т. е. характеризуется фазовым углом $\measuredangle K$ и модулем $|K|$. Последние, в свою очередь, зависят от фазового угла $\measuredangle A$ и модуля $|A|$ комплексной величины A. Фазовый угол величины A вычисляется как разность фазовых углов двух соседних плеч моста:

$$\measuredangle A = \theta_2 - \theta_1 = \theta_4 - \theta_3.$$

Для облегчения расчета чувствительности Селецким построены номограммы зависимости $|K|$ и $\measuredangle K$ от $|A|$ и $\measuredangle A$. Эти номограммы приведены на фиг. I. 14 и I. 15. По ним можно для заданных па-



Фиг. I. 14. Номограммы Селецкого $|K| = f(|A|)$.

раметров моста легко определить его чувствительность и, наоборот, по заданной чувствительности подобрать необходимые элементы мостовой схемы.

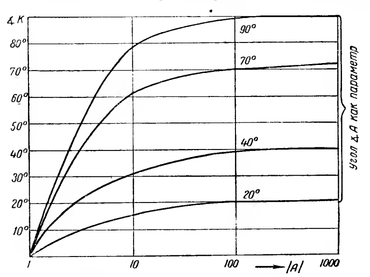
Легко показать, что величина напряжения разбаланса моста переменного тока зависит не только от его чувствительности, но и от типа и параметров примененного электрического датчика. Действительно, пусть полное сопротивление электрического датчика равно

$$Z_1 = Z = R + j\omega L,$$

т. е. состоит из активного и индуктивного сопротивлений, но при его работе меняется только активное сопротивление. Тогда $\Delta Z = \Delta R$ и, обозначая $\frac{\Delta R}{R} = \sigma$, можно записать

$$\sigma' = \frac{\Delta Z}{Z} = \frac{\Delta R}{R + j\omega L} = \frac{\sigma}{1 + j\frac{\omega L}{R}}.$$

В этом случае максимальная величина σ', а значит, и максимальное напряжение разбаланса будет при $\omega L \ll R$. Следовательно, для датчика с изменяющимся в процессе работы только активным со-



Фиг. I. 15. Номограммы Селецкого $\measuredangle k = f(|A|)$.

противлением желательно как можно меньшее значение индуктивности для получения максимального напряжения разбаланса при одной и той же чувствительности. Наоборот, если в процессе работы датчика изменяется только его индуктивное сопротивление, т. е. $\Delta Z = j\omega \Delta L$ и

$$\sigma' = \frac{j\omega \Delta L}{R + j\omega L} = \frac{\sigma}{1 - j\frac{R}{\omega L}},$$

где $\sigma = \frac{\Delta L}{L}$, то максимальное напряжение разбаланса будет, если у датчика $\omega L \gg R$. Аналогичный анализ можно провести для любого типа датчика.

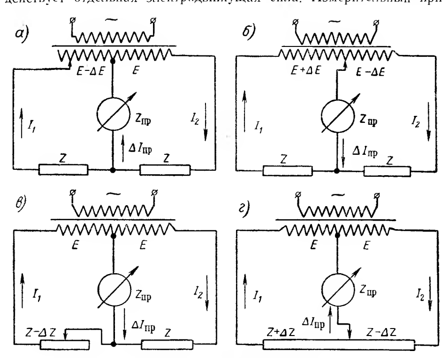
Выбором чувствительности и параметров электрического датчика обычно и исчерпывается вопрос о расчете моста переменного тока, работающего на электронный усилитель ($Z_{пр} \gg Z_i$). Если применение электронного усилителя нежелательно, то на выход моста

переменного тока обычно ставится выпрямитель с чувствительным магнитоэлектрическим прибором в качестве указателя. Мостовая схема в этом случае рассчитывается на чувствительность по току.

§ I. 5. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ СХЕМА

1. Основные варианты дифференциальной схемы

Дифференциальная схема представляет собой электрическую цепь, состоящую из двух смежных контуров, в каждом из которых действует отдельная электродвижущая сила. Измерительный при-



Фиг. I. 16. Различные варианты дифференциальной схемы.

бор размещается в ветви, общей для обоих контуров, и реагирует на разность контурных токов.

Могут быть следующие режимы использования дифференциальной схемы, показанные на фиг. I. 16:

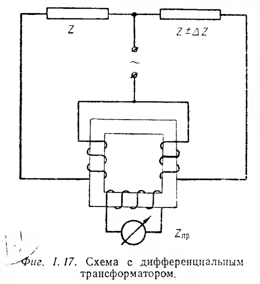
1) при неизменных сопротивлениях обоих контуров изменяется либо одна электродвижущая сила, либо обе электродвижущие силы (фиг. I. 16,*а* и *б*);

2) при неизменных электродвижущих силах изменяется сопротивление одного из контуров или обоих контуров (фиг. I. 16,*в* и *г*).

Характер режима использования определяется типом примененного электрического датчика (трансформаторный датчик, датчик сопротивления, простой датчик, дифференциальный датчик и т. п.).

Дифференциальная схема получила широкое применение на переменном токе (например, в измерительных устройствах с индуктивными датчиками), так как она значительно проще и чувствительнее мостовой схемы. Применение дифференциальной схемы на постоянном токе возможно при замене трансформаторов потенциометрами, однако практического распространения эта схема не получила.

Одна из применяемых разновидностей дифференциальных схем, так называемая схема с дифференциальным трансформатором, показана на фиг. I. 17. Эта схема получится, если в схеме фиг. I. 16 поменять местами измерительный прибор и источник переменного напряжения. Здесь измерительный прибор работает от электродвижущей силы, наводящейся в дифференциальном трансформаторе за счет разности контурных токов.



Фиг. I. 17. Схема с дифференциальным трансформатором.

2. Сравнение чувствительности дифференциальной и мостовой измерительных схем

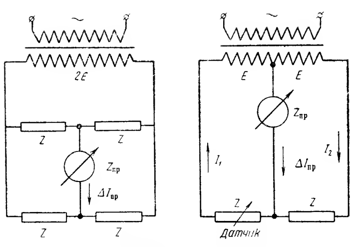
Сравним чувствительность простейшей дифференциальной схемы с чувствительностью мостовой схемы при одинаковых и равных между собой сопротивлениях плеч Z и одинаковых сопротивлениях измерительного прибора $Z_{пр}$. Будем также считать, что электродвижущая сила $2E$ источника питания, приложенная к мостовой схеме, равна общей электродвижущей силе $2E$, подаваемой на дифференциальную схему (фиг. I. 18). Сравнение выполним отдельно для каждого режима использования дифференциальной схемы.

1-й случай — $E_1 = E_2 = E = \text{const}$. Датчик, включенный в один из контуров, изменяет сопротивление на величину ΔZ. Чувствительность равноценной мостовой схемы найдем по формуле (I. 14):

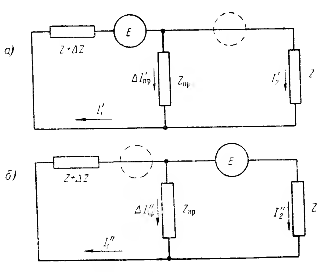
$$S_{сх} = 2E \frac{ZZ}{Z_{пр} 4Z^2 + 4Z^3} = \frac{E}{2(Z_{пр} + Z)}.$$

Для дифференциальной схемы, пользуясь принципом наложения, найдем ток в приборе как разность токов от двух самостоятельных электродвижущих сил E (фиг. I. 19):

$$\Delta I_{пр} = \Delta I'_{пр} - \Delta I''_{пр}.$$



Фиг. I. 18. Сравнение мостовой и дифференциальной схем.



Фиг. I. 19. К расчету дифференциальной схемы.

В соответствии с обозначениями фиг. I. 19, *а*

$$I_1 = \frac{E}{Z+\Delta Z+\dfrac{Z_{пр}Z}{Z_{пр}+Z}} = \frac{E(Z_{пр}+Z)}{(Z+\Delta Z)(Z_{пр}+Z)+Z_{пр}Z}$$

и так как токи в параллельных ветвях распределяются обратно пропорционально их сопротивлениям, то

$$\Delta I'_{пр} = \frac{EZ}{(Z+\Delta Z)(Z_{пр}+Z)+Z_{пр}Z}.$$

Аналогично для схемы фиг. I. 19, *б* найдем

$$I_2 = \frac{E}{Z+\dfrac{(Z+\Delta Z)Z_{пр}}{Z+\Delta Z+Z_{пр}}} = \frac{E[(Z+\Delta Z)+Z_{пр}]}{(Z+\Delta Z)(Z_{пр}+Z)+Z_{пр}Z}$$

и

$$\Delta I''_{пр} = \frac{E(Z+\Delta Z)}{(Z+\Delta Z)(Z_{пр}+Z)+Z_{пр}Z},$$

откуда

$$\Delta I_{пр} = \Delta I'_{пр} - \Delta I''_{пр} = \frac{E\Delta Z}{(Z+\Delta Z)(Z_{пр}+Z)+Z_{пр}Z},$$

или, пренебрегая ΔZ в знаменателе,

$$\Delta I_{пр} = \frac{E}{Z(Z+2Z_{пр})}\Delta Z.$$

Следовательно, чувствительность дифференциальной схемы

$$S_{сх} = \frac{\Delta I_{пр}}{\dfrac{\Delta Z}{Z}} = \frac{E}{Z+2Z_{пр}} \qquad (I.28)$$

и больше, чем чувствительность мостовой схемы.

Чувствительность по напряжению мостовой схемы

$$S^U_{сх} = S_{сх}Z_{пр} = \frac{E}{2\left(1+\dfrac{Z}{Z_{пр}}\right)},$$

а дифференциальной

$$S^U_{сх} = S_{сх}Z_{пр} = \frac{E}{2+\dfrac{Z}{Z_{пр}}}. \qquad (I.29)$$

В случае $Z_{пр} > Z$ для обеих схем получим

$$S^U_{сх} = \frac{E}{2},$$

а напряжение рассогласования на приборе равно

$$\Delta U = \Delta I_{пр} Z_{пр} = \frac{E \Delta Z}{Z\left(2 + \frac{Z}{Z_{пр}}\right)} = \frac{E}{2} \cdot \frac{\Delta Z}{Z}.$$

2-й случай — $Z_1 = Z_2 = Z = \mathrm{const}$. Электродвижущая сила одного датчика меняется на величину ΔE.

Произведя такой же анализ, как и для первого случая, найдем соответственно выражения:

а) для чувствительности по току

$$S_{сх} = \frac{\Delta I_{пр}}{\frac{\Delta E}{E}} = \frac{E}{Z + 2 Z_{пр}};$$

б) для чувствительности по напряжению

$$S_{сх}^{U} = \frac{E}{2 + \frac{Z}{Z_{пр}}} = \frac{E}{2} \quad \text{при} \quad Z_{пр} \gg Z$$

и напряжения разбаланса на приборе

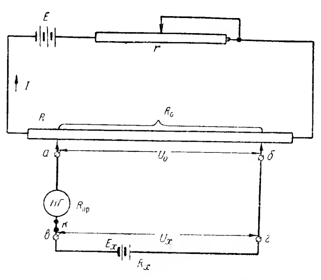
$$\Delta U = \frac{\Delta E}{2 + \frac{Z}{Z_{пр}}} = \frac{\Delta E}{2} \quad \text{при} \quad Z_{пр} \gg Z.$$

§ I. 6. КОМПЕНСАЦИОННАЯ СХЕМА

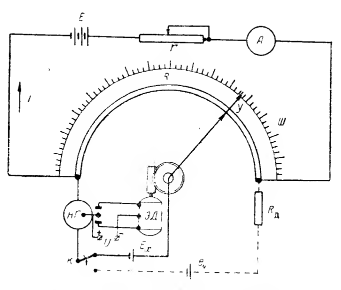
1. Принцип компенсации

Компенсационный метод измерения является одним из наиболее точных и получил широкое распространение как в лабораторной практике, так и в промышленности, особенно для измерения и регулирования температуры с помощью термопар.

Принцип компенсации (фиг. I. 20) заключается в том, что измеряемую электродвижущую силу (или напряжение) уравновешивают равным и противоположным по знаку падением напряжения, величина которого может быть установлена и определена с высокой точностью. Уравновешивающее падение напряжения снимается с реохорда и при постоянном токе в нем пропорционально расстоянию между движками *а* и *б*. Положение движков в простейшей компенсационной схеме отсчитывается по шкале реохорда. Ток в реохорде поддерживается постоянным с помощью реостата в цепи батареи питания *E*. Момент компенсации устанавливается по отсутствию тока в нулевом гальванометре. Таким образом, измерение практически происходит без потребления мощности от исследуемого источника электродвижущей силы, что является одним из крупнейших преимуществ метода. Уравновешивание схемы осуществляется либо вручную (главным образом в лабораторных условиях), либо автоматически, как это показано на фиг. I. 21. Такая схема, назы-



Фиг. I. 20. Компенсационная схема.



Фиг. I. 21. Схема автоматической компенсации.

ваемая автопотенциометрической, применяется почти во всех технических приборах, работающих по компенсационному методу, и не требует участия человека в процессе измерения (кроме фиксации результата по шкале прибора). Подвижная система нулевого гальванометра *НГ* имеет вместо стрелки контакт, который при появлении в гальванометре тока в зависимости от его направления замыкается с левым или правым неподвижным контактом. При этом включается электродвигатель *ЭД* и перемещает движок реохорда *R* до тех пор, пока ток в гальванометре опять не станет равным нулю. Тогда контакты разомкнутся, электродвигатель остановится, и движок реохорда останется в положении, соответствующем условию компенсации до тех пор, пока измеряемая электродвижущая сила опять не изменит своей величины. Тогда только что описанный процесс повторится, и движок переместится в другое положение, соответствующее новому условию компенсации. Перемещение движка механически передается на указатель *У*, показывающий по шкале *Ш* величину измеряемой электродвижущей силы, или на каретку с пером записывающего механизма (или на то и другое одновременно).

Условие компенсации в соответствии с обозначениями фиг. I. 20 может быть записано так:

$$\Delta I_{\text{пр}} = \frac{U_x - U_0}{R_{ab} + R_x + R_{\text{пр}}} = 0,$$

откуда

$$U_x = U_0 = IR_0,$$

где $I = \text{const}$, т. е. U_x в момент компенсации всегда пропорционально R_0, а значит, и перемещению движка (при равномерной намотке реохорда). Величина тока I поддерживается постоянной и контролируется амперметром *А*. В современных устройствах это достигается с гораздо большей точностью с помощью нормального элемента e_N, как это показано на фиг. I. 21 пунктиром. Для проверки величины тока ключ *К* переключают на цепь с нормальным элементом, электродвижущая сила которого должна при нормальном токе (около 20 *ма*) компенсировать полное падение напряжения на всем реохорде. Если этого нет, то стрелка нулевого гальванометра отклонится, и необходимо изменить ток I так, чтобы опять стрелка прибора установилась на нулевую отметку. Так как электродвижущая сила нормального элемента строго постоянна ($e_N = 1{,}0183$ *в*), то такой способ регулирования I обеспечивает высокую точность. В настоящее время отечественная промышленность выпускает большое количество самых разнообразных автопотенциометров как на постоянном, так и на переменном токе, применительно к самым различным задачам измерительной техники. Автопотенциометры на переменном токе применяются значительно реже, и поэтому мы здесь на них не останавливаемся.

В заключение следует отметить еще одно крупное преимущество компенсационного метода при измерении электродвижущих сил (измерение температур с помощью термопар в промышленности) в

отличие от обычных стрелочных приборов. Так как при компенсационном методе отсутствует потребление тока от исследуемого источника, то измеряется его полная электродвижущая сила без погрешности на внутреннее падение напряжения и независимо от длины соединительных проводов.

2. Чувствительность компенсационной схемы

Чувствительность компенсационной схемы можно определить как отношение изменения тока в нулевом приборе ($\Delta I_{пр}$) к вызвавшему это изменение приращению измеряемого напряжения (ΔU_x):

$$S_{сх} = \frac{\Delta I_{пр}}{\Delta U_x}.$$

Определим чувствительность простейшей компенсационной схемы, показанной на фиг. I. 20. В момент уравновешивания $U_0 = U_x$. Если U_x изменится на ΔU_x, то по теореме об эквивалентном генераторе

$$\Delta I_{пр} = \frac{U_{ab}}{R_i + R_{пр} + R_x}.$$

Размыкая ключ K и учитывая, что $U_0 = U_x$, найдем

$$U_{ab} = U_x + \Delta U_x - U_0 = \Delta U_x$$

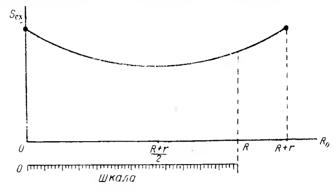
и

$$R_i = R_{ab} = \frac{R_0(R + r - R_0)}{R_0 + (R + r - R_0)} = \frac{R_0(R + r - R_0)}{R + r},$$

откуда чувствительность

$$S_{сх} = \frac{\Delta I_{пр}}{\Delta U_x} = \frac{1}{R_i + R_{пр} + R_x} = \frac{1}{\frac{R_0(R + r - R_0)}{R + r} + R_{пр} + R_x} \qquad (I.30)$$

Здесь в знаменателе изменяется только величина первого члена, причем независимым переменным является сопротивление R_0, ме-



Фиг. I. 22. Чувствительность компенсационной схемы.

няющееся при перемещении одного из движков. Следовательно, чувствительность компенсационной схемы будет зависеть от величины R_0 (взаимного расположения движков *а* и *б*). Эта зависимость представлена на фиг. I.22 и указывает на непостоянство чувствительности по шкале компенсационной схемы.

При $R_0=0$ или $R_0=R+r$, т. е. при максимально сдвинутых или максимально раздвинутых движках, $R_i=0$, и чувствительность максимальна. При $R_0=\frac{R+r}{2}$ значение R_i максимально, и чувствительность имеет наименьшую величину. Обычно движок *а* зафиксирован в левой крайней точке реохорда, и поэтому чувствительность компенсационной схемы максимальна в начале и конце шкалы и минимальна где-то вблизи середины шкалы. Это следует учитывать при точных измерениях компенсационным методом.

§ I.7. СХЕМЫ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ (ТВЕРДЫМИ) ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

1. Общие свойства выпрямителей

Измерение малых переменных напряжений и токов с помощью стрелочных приборов переменного тока связано со значительными трудностями, что привело к созданию электронных измерительных приборов. Однако более простыми, дешевыми и надежными оказались схемы с твердыми выпрямителями, в которых выходной переменный сигнал сначала преобразуется в постоянный (выпрямляется), а затем измеряется точными и высокочувствительными магнитоэлектрическими приборами. Такая схема может быть использована на выходе моста переменного тока, дифференциальной схемы и т. п. В отличие от электронных схем она не требует дополнительных источников электрической энергии и гораздо портативнее (выпрямитель для малых переменных сигналов, выпускаемый в настоящее время отечественной промышленностью, имеет габариты 10×20×10 *мм*).

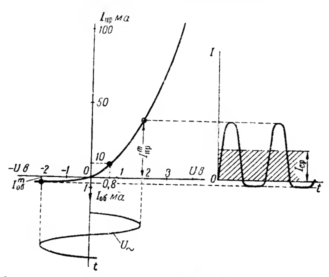
Советские ученые много внимания уделяли вопросам теории и расчета схем с твердыми выпрямителями, и в настоящее время эти схемы получили широкое применение в отечественной технике. Наибольшее распространение приобрели два типа твердых выпрямителей — селеновые и меднозакисные (купроксные). Основные параметры этих выпрямителей приведены в табл. I.1. В последнее время находит применение еще и третий тип — сернистомедный или сульфидный, разработанный советскими специалистами еще в 1938 г. и отличающийся большими допустимыми удельными токовыми нагрузками, простотой и относительно малыми габаритами.

Недостатками твердых выпрямителей являются значительная температурная и частотная погрешности, поэтому они неприменимы при точных измерениях на высокой частоте и в условиях резких колебаний температуры окружающей среды. Твердый выпрямитель, примерная вольтамперная характеристика которого показана на

Таблица I. 1

Тип выпрямителя	Максимальная плотность тока в $ма/см^2$	Максимальное обратное напряжение в $в$	Коэффициент полезного действия в %
Меднозакисный	50	8	75
Селеновый	40	15	75
Сернистомедный	5000	12	70

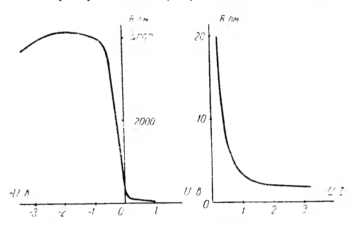
фиг. I. 23, является типичным примером нелинейного элемента. Нелинейность характеристики является основным качеством, обеспечивающим возможность выпрямления переменного тока. При положительных значениях мгновенной величины переменного напряже-



Фиг. I. 23. Вольтамперная характеристика твердого выпрямителя и процесс выпрямления.

ния сопротивление твердого выпрямителя очень мало и так называемый прямой ток достаточно велик. При отрицательных значениях переменного напряжения сопротивление во много раз больше и так называемый обратный ток ничтожно мал. Таким образом, если пренебречь величиной обратного тока, то можно сказать, что твердый выпрямитель проводит через себя ток только в одном направлении, т. е. выпрямляет переменный ток. Зависимость (примерная) сопротивления твердого выпрямителя от приложенного к нему напряжения показана на фиг. I. 24. Участок характеристики для положительных напряжений в более крупном масштабе показан отдельно. Из этой фигуры видно, что при очень малых амплитудах

переменного напряжения (менее 0,5 *в* на фиг I. 24) выпрямляющее действие твердого выпрямителя начинает резко снижаться, так как прямое и обратное сопротивления его мало отличаются друг от друга. Это следует учитывать при расчете схем для выпрямления



Фиг. I. 24. Зависимость $R = f(U)$ твердого выпрямителя

очень малых напряжений (минимальная величина выпрямляемых напряжений для измерительных приборов с твердыми выпрямителями составляет примерно 0,15—0,2 *в*).

2. Выпрямительные схемы

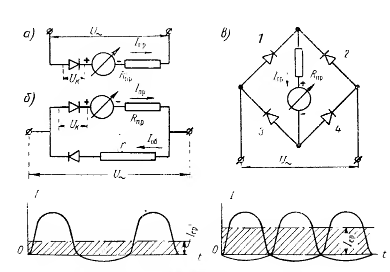
Схемы с твердыми выпрямителями можно разбить на три основных типа:

1) однополупериодные;
2) двухполупериодные;
3) фазочувствительные.

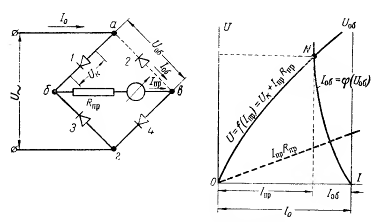
Простейшие однополупериодная и двухполупериодная схемы и соответствующие кривые выпрямленных токов показаны на фиг. I. 25. Достоинствами двухполупериодной схемы являются большая величина среднего выпрямленного тока и меньшая его пульсация.

Для расчета таких схем необходимо, как это было указано в § I. 1, либо апроксимировать (заменять) характеристику выпрямителя математическим уравнением (одна из первых подобных апроксимаций была предложена В. Г. Комаром), либо пользоваться графоаналитическим методом, используя экспериментальные характеристики твердых выпрямителей.

При некоторых точных измерениях необходимо учитывать и влияние обратных токов. Графо-аналитический способ учета влияния обратных токов для двухполупериодной мостовой выпрямительной схемы показан на фиг. I. 26. Рассмотрим ветвь (*а—б—в—г*) прямого тока для одного полупериода приложенного к схеме переменного напряжения *U*. Выпрямители *2* и *3* (фиг. I. 26) шунтируют



Фиг. I. 25. Выпрямительные схемы: *а* и *б* — однополупериодные, *в* — двухполупериодная.



Фиг. I. 26. Учет влияния обратных токов.

измерительный прибор, уменьшая ток через него. Если характеристики всех четырех выпрямителей одинаковы, то это влияние можно рассмотреть только для одного выпрямителя (например, 2), а величину полученного обратного тока просто удвоить. Графическое построение является решением системы уравнений

$$I_0 = I_{\text{пр}} + I_{\text{об}},$$

$$I_{\text{об}} = \varphi(U_{\text{об}}),$$

$$U = U_k + I_{\text{пр}} R_{\text{пр}} = f(I_{\text{пр}})$$

и выполняется следующим образом при известном общем токе I_0. Характеристика выпрямителя в проводящем направлении графически складывается с прямой $I_{\text{пр}} R_{\text{пр}}$ и строится суммарная характеристика $U = f(I_{\text{пр}})$. Здесь же строится характеристика $I_{\text{об}} = \varphi(U_{\text{об}})$ обратного тока, но начало координат для нее сдвигается на отрезок, равный I_0, так как сумма прямого и обратного токов должна быть равна общему току I_0. Так как напряжение в точках *а—в* схемы одинаково для проводящей (*а—б—в*) и непроводящей (*а—в*) ветвей, то рабочей точкой схемы будет, очевидно, точка N пересечения построенных кривых. Опуская из этой точки вертикаль на горизонтальную ось, можно найти величину прямого и обратного токов ($I_{\text{пр}}$ и $I_{\text{об}}$).

При компоновке измерительной схемы с твердыми выпрямителями обычно ориентируются на имеющиеся типы и размеры выпрямительных элементов. Для маломощных измерений наибольшее применение получили малогабаритные меднозакисные элементы, менее подверженные различным внешним влияниям (температура, влажность и т. п.) ввиду доведенной до совершенства технологии их изготовления.

Любой выпрямительный элемент по условиям нагрева характеризуется вполне определенной величиной максимально допустимого прямого тока $I^m_{\text{пр}}$, а по условиям пробоя выпрямляющего слоя — величиной максимально допустимого обратного напряжения $U^m_{\text{об}}$. Поэтому задачей простейшего расчета выпрямительной схемы является определение необходимого числа a ветвей с параллельно включенными выпрямительными элементами и числа n выпрямительных элементов, включенных последовательно в каждой из этих ветвей. Такой расчет можно выполнить, если известно сопротивление R нагрузки, на которую работает выпрямительная схема, необходимая величина I выпрямленного тока в этой нагрузке и характеристика выпрямительного элемента $U_k = f(I)$.

Число необходимых параллельных ветвей находится по максимально допустимому току в элементе:

$$a = \frac{I}{I^m_{\text{пр}}},$$

где $I^m_{\text{пр}}$ выбирается по справочным таблицам для данного выпрямительного элемента. Определив a, можно вычислить ток I/a в

каждой из параллельных ветвей и по характеристике выпрямительного элемента найти падение напряжения U_k на нем. Тогда необходимое число n последовательно включенных в каждой ветви выпрямительных элементов найдется по формуле

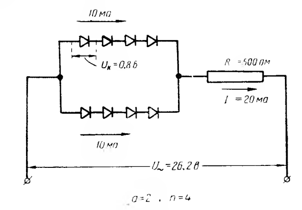
$$n = \frac{\frac{K_f}{K_{cx}} IR}{U_{об}^m - K_{cx} U_k},$$

где K_f — коэффициент формы, учитывающий соотношение между эффективным значением приложенного переменного напряжения и средним значением выпрямленного напряжения. При синусоидальном токе, как известно, $K_f = 1{,}11$. Однако ток в твердых выпрямителях отличается по форме от синусоидального, и величина K_f принимается равной 2,3 для однополупериодной выпрямительной схемы. Коэффициент схемы K_{cx} учитывает уменьшение среднего значения выпрямленного тока при однополупериодном выпрямлении и принимается равным 1 для однополупериодной и 2 для двухполупериодной схемы выпрямления.

Определив n, можно найти и эффективную величину переменного напряжения, которое надо подвести к схеме, чтобы получить заданный выпрямленный ток в нагрузке:

$$U_\sim = \frac{K_f}{K_{cx}} IR + nK_{cx} U_k.$$

Пример 2 (фиг. 1.27). Требуется собрать однополупериодную выпрямляющую схему для питания нагрузки, имеющей сопротивление $R = 500$ *ом* и потребляющей ток $I = 20$ *ма*. Для сборки схемы имеются меднозакисные выпрямительные элементы диаметром $d = 0{,}5$ *см* с допустимой максимальной плотностью тока 50 *ма/см²*.



Фиг. 1.27. Пример 2.

Решение: 1) Площадь каждого элемента

$$s_k = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{3{,}14 \cdot 0{,}5^2}{4} \approx 0{,}2 \ см^2.$$

Максимально допустимый ток через элемент

$$I_{\text{пр}}^{m} = s_k \cdot 50 = 0,2 \cdot 50 = 10 \text{ ма}.$$

Следовательно, необходимое число параллельно включенных элементов должно быть

$$a = \frac{I}{I_{\text{пр}}^{m}} = \frac{20}{10} = 2.$$

2) Количество последовательно включенных в каждой ветви элементов найдем, определив предварительно напряжение U_k на каждом элементе при токе $I_{\text{пр}}^{m}$, по фиг. I.23. Для $I_{\text{пр}}^{m} = 10$ *ма* имеем $U_k = 0,8$ *в*. Тогда

$$n = \frac{\frac{K_f}{K_{\text{сх}}} IR}{U_{\text{об}}^{m} - K_{\text{сх}} U_k} = \frac{\frac{2,3}{1} 0,02 \cdot 500}{8 - 1 \cdot 0,8} = 3,2,$$

где $U_{\text{об}}^{m} = 8$ *в* находим по табл I. 1; $K_f = 2,3$ и $K_{\text{сх}} = 1$. Принимаем в качестве n целое число $n = 4$.

3) Эффективная величина переменного напряжения, необходимого для питания схемы, будет равна

$$U = \frac{K_f}{K_{\text{сх}}} IR + nK_{\text{сх}} U_k = \frac{2,3}{1} 0,02 \cdot 500 + 4 \cdot 1 \cdot 0,8 = 23 + 3,2 = 26,2 \text{ в}.$$

Получающаяся компоновка выпрямительной схемы показана на фиг. I.27.

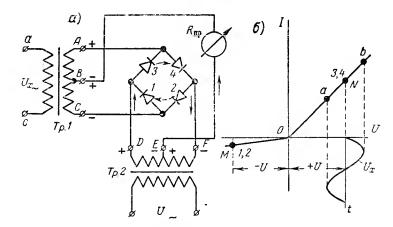
3. Фазочувствительные выпрямительные схемы

В обычных схемах с твердыми выпрямителями полярность выпрямленного тока не зависит от фазы измеряемого переменного напряжения.

Однако в ряде измерительных устройств необходимо, чтобы знак показания прибора изменялся на противоположный, когда фаза входного напряжения меняется на 180°. Для этого применяются фазочувствительные схемы с твердыми выпрямителями, одна из которых, так называемая мостовая фазочувствительная схема, показана на фиг. I. 28. Здесь U_x — измеряемое переменное напряжение, а U — напряжение питания той же частоты, что и U_x, но большее по амплитуде. Если в такой схеме изменить фазу U_x (или U) на 180°, для чего достаточно, например, поменять местами клеммы *a* и *c*, то направление постоянного тока в измерительном приборе изменится на обратное.

Рассмотрим работу схемы за один период переменного напряжения. Предположим, что в первый полупериод полярность на выходных клеммах трансформаторов соответствует указанной на фиг. I. 28,*a*. Ток в измерительном приборе, создаваемый напряжением U, всегда равен нулю, так как две полуобмотки трансформатора *2* создают в нем в каждый данный момент равные и противоположные по направлению токи. Ток, создаваемый напряжением U от клеммы *D* к клемме *F*, свободно проходит через выпрямители *3* и *4*, но не проходит через выпрямители *1* и

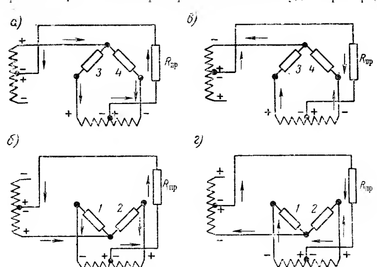
2, представляющие для него большое сопротивление. К выпрямителям 1 и 2 в данный полупериод приложено напряжение U такой полярности, при которой они тока не проводят, или, как говорят, заперты. Проследим теперь возможный путь токов, создаваемых напряжением U_x. Для этого необходимо учесть следующее. Так как амплитуда U по нашему условию больше, чем амплитуда U_x, то независимо от полярности U_x в данном полупериоде выпрямители 3 и 4 отперты и пропускают токи, создаваемые напряжением U_x. В то же время выпрямители 1 и 2 заперты и не пропускают токи, создаваемые напряжением U_x. Это объясняется (фиг. I. 28,б) тем, что рабочая точка N выпрямителей 3 и 4 при любых $U_x < U$ остается на проводящей части характеристики, а ра-



Фиг. I. 28. Мостовая фазочувствительная схема.

бочая точка M выпрямителей 1 и 2 при любых $U_x < U$ остается на ее непроводящей части. Выбором $U > U_x$ и достигается фазочувствительный эффект. Действительно, если в первый полупериод выпрямители 1 и 2 надежно заперты напряжением U, то их вообще можно выкинуть из рассмотрения и получить упрощенную эквивалентную схему, показанную на фиг. I. 29,*а*. Ток в измерительном приборе создается напряжением $U_x/2$, снимаемым с половины обмотки трансформатора 1. Для второго полупериода, изменив полярность на клеммах обоих трансформаторов и рассуждая аналогично, найдем, что заперты выпрямители 3 и 4, а отперты 1 и 2, и придем к упрощенной эквивалентной схеме фиг. I. 29,*б*. Как видно, направление тока в измерительном приборе не изменится и во втором полупериоде. Изменим теперь фазу U_x на 180°. Тогда для первого полупериода, рассуждая аналогично, получим упрощенную эквивалентную схему фиг. I. 29,*в*, а для второго полупериода — фиг. I. 29,*г*. Как видно, в обоих полупериодах при изменении фазы U_x на 180° направление тока в измерительном приборе изменилось на обратное. Следовательно, по изменению полярности тока через измерительный прибор можно судить об изменении (пе-

ревертывании) фазы измеряемого переменного напряжения. Если сделать $U<U_x$, то, рассуждая аналогично, можно показать, что ток через измерительный прибор по величине будет пропорциона-



Фиг. I. 29. Эквивалентные схемы фазочувствительного моста.

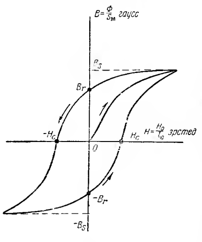
лен U, а по знаку будет определяться фазой U по отношению к U_x, т. е. трансформаторы Тр.1 и Тр.2 как бы поменяются ролями.

§ I.8. ПРИМЕНЕНИЕ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

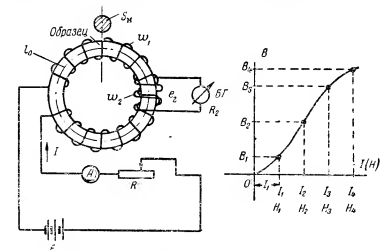
Постоянные магниты, т. е. детали, изготовленные из ферромагнитных материалов, обладающих способностью в течение длительного времени сохранять приданные им магнитные свойства, получили широкое применение в измерительной технике. Можно сказать, что большинство электрических измерительных устройств обычно имеет измерительный прибор, основной частью которого является постоянный магнит в том или другом конструктивном оформлении. Однако постоянные магниты широко применяются не только в измерительных устройствах, но и во всех других устройствах электроавтоматики. Они являются основной частью таких устройств, как, например, автоматическая коррекция гироскопических узлов, магнито-электрические и поляризованные реле, дистанционные передачи, тахогенераторы и т. п. Естественно поэтому, что без знания основных соотношений и параметров постоянных магнитов невозможно понимание работы многих автоматических и измерительных устройств. Помимо того, правильный выбор материала и параметров постоянных магнитов в большинстве случаев будет определять качество и совершенство конструкции того или иного устройства.

1. Характеристики магнитных материалов

Основной характеристикой материалов для постоянных магнитов является петля гистерезисного цикла, т. е. зависимость магнитной индукции B от напряженности намагничивающего поля H, снимаемая экспериментально и отнесенная к единице объема испытуемого образца. По оси ординат откладывают величину магнитного потока Ф, отнесенную к площади поперечного сечения образца $S_м$, т. е. магнитную индукцию B, а по оси абсцисс откладывают напряженность намагничивающего поля, отнесенную к длине средней линии образца, т. е. напряженность магнитного поля на единицу длины — H. Магнитный поток и напряженность магнитного поля, создаваемые постоянным магнитом с заданными геометрическими размерами, находят умножением значений B и H, полученных по петле гистерезисного цикла, соответственно на площадь поперечного сечения и длину магнита. Магнитная индукция должна быть выражена в гауссах, напряженность в эрстедах,



Фиг. I.30. Петля гистерезисного цикла.



Фиг. I.31. Баллистический метод определения гистерезисного цикла.

а длина и сечение магнита в сантиметрах. Форма петли гистерезисного цикла показана на фиг. I. 30.

Рассмотрим кратко баллистический метод (фиг. I. 31) получения петли гистерезисного цикла, впервые предложенный русским акаде-

миком Б. С. Якоби и усовершенствованный русским физиком А. Г. Столетовым. На испытуемый образец материала, изготовленный в виде замкнутого кольца со средней длиной l_0 и площадью сечения $S_м$, надевают намагничивающую обмотку w_1, ток в которой регулируют реостатом R и измеряют амперметром A. Если образец до этого не подвергался намагничиванию, то при отсутствии тока I магнитный поток в нем Φ, а значит, и магнитная индукция B равны нулю. Увеличивают скачком ток до величины I_1 (фиг. I. 31). Тогда, как известно из электротехники, магнитный поток в сердечнике скачком вырастет до величины

$$\Phi_1 = \frac{M_1}{R_м} = \frac{0,4\,\pi I_1 w_1}{\dfrac{l_0}{\mu S_м}}, \tag{I. 31}$$

где M_1— магнитодвижущая сила намагничивающей обмотки;

$R_м$— магнитное сопротивление образца.

Напряженность намагничивающего поля в этой точке легко определить по измеренному амперметром току I_1:

$$H_1 = \frac{0,4\,\pi I_1 w_1}{l_0}. \tag{I.32}$$

В обмотке w_2, надетой на тот же образец и включенной на баллистический гальванометр, будет индуктироваться электродвижущая сила

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt},$$

и через баллистический гальванометр пойдет ток

$$i_2 = -\frac{w_2}{R_2} \frac{d\Phi}{dt}.$$

Если изменение магнитного потока $\Delta\Phi = \Phi_1 - 0$ произошло за достаточно малый промежуток времени $\Delta t = t_1 - t_0$, то отклонение (отброс) стрелки баллистического гальванометра пропорционально количеству прошедшего через него электричества Q_1, т. е.

$$\alpha_1 = S_б \cdot Q_1,$$

где $S_б$— баллистическая чувствительность гальванометра, определяемая при его тарировке.

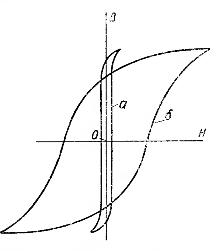
Величина же Q_1, как легко показать, пропорциональна изменению магнитного потока $\Delta\Phi = \Phi_1$. Действительно,

$$Q_1 = \int_{t_0}^{t_1} i_2\,dt = -\frac{w_2}{R_2} \int_0^{\Phi_1} d\Phi = \frac{w_2}{R_2}\,\Delta\Phi = \frac{w_2}{R_2}\,\Phi_1.$$

Отсюда, зная $S_м$, R_2 и w_2, по отклонению α_1 баллистического гальванометра легко найти величину магнитной индукции B_1 в искомой точке:

$$B_1 = \frac{\Phi_1}{S_м} = \frac{Q_1 R_2}{w_2 S_м} = \frac{R_2}{w_2 S_м S_б} \alpha_1 = k\alpha_1,$$

где величина $k = \frac{R_2}{w_2 S_м S_б}$ постоянна для данного эксперимента. Для определения следующей точки кривой скачком меняют намагничивающий ток от величины I_1 до I_2, откуда находят H_2 и $B_2 = k\alpha_2$, и т. д. Меняя, таким образом, ток I от нуля до максимального значения, затем обратно до максимального отрицательного значения и опять до максимального положительного значения, можно получить полную кривую петли гистерезисного цикла.



Фиг. I. 32. Гистерезисные циклы магнитнотвердых (*б*) и магнитномягких (*а*) материалов.

Исследуя петлю гистерезисного цикла, легко обнаружить, что если намагнитить материал, а затем снять намагничивающее поле ($H=0$), то вследствие явления магнитного гистерезиса материал полностью не размагнитится. Остаточная магнитная индукция в материале будет характеризоваться точкой B_r. Для того чтобы полностью размагнитить материал, необходимо не только снять намагничивающее поле, но и приложить намагничивающее поле, обратное по знаку и по величине равное абсциссе точки H_c. Эту величину называют коэрцитивной или задерживающей силой. На указанном свойстве основана возможность создания постоянных магнитов, а величины остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы H_c являются важнейшими характеристиками материалов для постоянных магнитов. Чем больше величина B_r, тем больший магнитный поток может создать постоянный магнит; чем больше величина H_c, тем более магнит способен сохранять свой остаточный магнетизм. По величине H_c магнитные материалы разделяют на магнитномягкие (электротехническая сталь и т. п.), идущие на изготовление сердечников для электромагнитов, в которых явление остаточного магнетизма нежелательно, и на магнитнотвердые (с большей H_c), идущие на изготовление постоянных магнитов.

На фиг. I. 32 приведена сравнительная форма кривых гистерезисного цикла для магнитномягких (*а*) и для магнитнотвердых (*б*) материалов. В табл. I. 2 приведены основные характеристики важнейших магнитных материалов по ОСТ НКТП 3543 и ГОСТ 4402—48.

Как видно из таблицы, все современные материалы для постоян-

Таблица I. 2

Характеристики магнитных материалов

Материал	H_c эрстед	B_r гаусс
Пермаллой	0,05	6000
Электротехническая сталь	0,8—1,2	5000—10 000
Хромистая сталь	55—60	9000—9500
Вольфрамовая сталь	55—60	10 000
Кобальтовая сталь	75—200	7500—8500
Сплав альни	250—500	5000—7000
Сплав альниси	750	4000
Сплав альнико	500—650	6800—9000
Сплав магнико	500	12 300

ных магнитов (сплавы альни, альнико и магнико) характеризуются высоким значением коэрцитивной силы при достаточно большой остаточной индукции. Усовершенствование магнитных материалов оказывает громадное влияние на конструкцию и возможности применения приборов, использующих постоянные магниты.

2. Основные принципы расчета постоянных магнитов

Если намагнитить замкнутый сердечник и затем снять намагничивающее поле, то полученный таким образом постоянный магнит характеризуется значениями B_r и H_c. Его индукция теперь может быть только уменьшена до нуля, и поэтому для готового постоянного магнита нас будет интересовать (фиг. I. 33) только участок $B_r—H_c$ полного гистерезисного цикла, называемый кривой размагничивания. Магнитодвижущая сила замкнутого магнита будет равна

$$M_0 = H_c l_0 = \Phi_0 R_м, \qquad (I.33)$$

где $R_м$ — его магнитное сопротивление;
$l_0 = 2\pi r_0$ — длина средней линии;
$\Phi_0 = B_r S_м$ — магнитный поток.

Однако в таком виде постоянные магниты не применяются. Для использования магнитной энергии необходим воздушный зазор, в котором могло бы разместиться устройство, реализующее эту энергию (например, рамка, обтекаемая током). Поэтому разрежем магнит и рассмотрим соотношения параметров, получающиеся в этом случае. На преодоление сопротивления воздушного зазора затрачивается часть магнитной энергии, т. е. по отношению к самому магниту воздушный зазор оказывает действие, эквивалентное размагничиванию. Значит, рабочая точка магнита, находившаяся в точке B_r, при его разрезании должна сместиться влево и вниз по кривой раз-

магничивания. Определение нового положения рабочей точки при наличии воздушного зазора, т. е. значения магнитной индукции, действующей в воздушном зазоре, и является основной задачей расчета постоянного магнита. Этот расчет заключается в совместном графическом решении трех уравнений:

$$B = f(H); \quad (I)$$

$$H_c = H_{ст} + H_в; \quad (II)$$

$$B = \varphi(H_в). \quad (III)$$

Первое уравнение задается графически в виде кривой размагничивания. Второе уравнение следует из того, что для разрезанного магнита полная напряженность (H_c) размагничивания складывается из размагничивающей напряженности, создаваемой воздушным зазором ($H_в$), и остаточной напряженности ($H_{ст}$), существующей еще в стали постоянного магнита. Третье уравнение легко получить из следующих соображений. В разрезанном магните действует какой-то другой поток Ф, так как его магнитное сопротивление теперь

$$R'_м = R_{ст} + R_в,$$

где $R_{ст}$— сопротивление стальной части;
$R_в$— сопротивление воздушного зазора.

Выражение для полной магнитодвижущей силы теперь перепишется так:

$$M_0 = H_c l_0 = \Phi R_{ст} + \Phi R_в = H_{ст} l_м + B S_м R_в.$$

Здесь принято $\Phi_в = \Phi_{ст} = \Phi$, что справедливо, вообще говоря, только для относительно малых зазоров, когда можно пренебречь рассеянием магнитного потока на длине воздушного зазора. Для малых зазоров (δ), кроме того, практически можно считать, что

$$l_0 = l_м + \delta \approx l_м;$$

тогда, разделив выражение для M_0 на $l_м$, получим

$$H_c = H_{ст} + \frac{S_м}{l_м} R_в B$$

или, сопоставив это выражение с уравнением (II),

$$H_в = \frac{S_м}{l_м} R_в B.$$

Введя вместо сопротивления воздушного зазора его магнитную проводимость $G_в = \frac{1}{R_в}$ и решая последнее выражение относительно B, получим окончательно

$$B = \frac{l_м}{S_м} G_в H_в. \quad (I.\ 34)$$

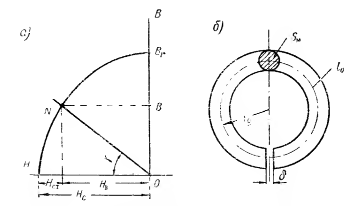
Последнее уравнение в координатах B и H является уравнением прямой, проведенной из начала координат.

Из фиг. I. 33,*а* видно, что

$$\frac{l_м}{S_м} G_в \frac{m_H}{m_B} = \operatorname{tg} \gamma,$$

где m_H и m_B — соответственно масштабы осей H и B.

Таким образом, для определения рабочей точки магнита с воздушным зазором при известных длине $l_м$ и площади поперечного сечения $S_м$ магнита достаточно подсчитать магнитную проводимость воздушного зазора $G_в$ и провести так называемую «прямую про-



Фиг. I. 33. Диаграмма Эвершеда (*а*) для магнита с воздушным зазором (*б*).

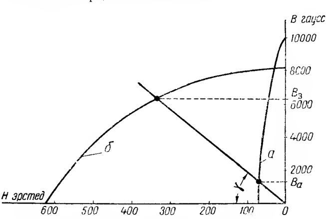
водимости» из начала координат под углом γ к оси абсцисс. Для рассматриваемого случая проводимость $G_в$ подсчитывается легко, если пренебречь магнитным рассеянием:

$$G_в = \frac{S_в}{\delta} = \frac{S_м}{\delta}.$$

Для более сложных случаев существуют другие формулы для подсчета проводимости $G_в$, некоторые из которых приведены в § III. 3.

Отметим важное преимущество современных магнитных сплавов с большой коэрцитивной силой, которое легко установить с помощью только что рассмотренного построения диаграммы Эвершеда (фиг. I. 33,*а*). Если магнитная система обладает проводимостью $G_в$, то, как видно из фиг. I. 34, применение материала с большей величиной H_c даже при меньшем значении B_r позволит получить более высокую индукцию в воздушном зазоре. Кроме того, из выражения $M=Hl$ следует, что для таких материалов при одинаковой необходимой магнитодвижущей силе M можно взять меньшую длину магнита, т. е. значительно уменьшить габариты магнитной

системы. Этой особенностью и объясняется совершенствование магнитных материалов для постоянных магнитов с целью достижения больших значений коэрцитивной силы H_c.



Фиг. I. 34. Кривые размагничивания для вольфрамовой стали (*а*) и для сплава альнико (*б*).

3. Расчет внутрирамочных магнитов

Для приборостроения существенный интерес представляет расчет равномерно намагниченного внутрирамочного магнита. Такие магниты применяются в отечественных авиационных термометрах и дистанционных компасах, в магнито-электрических реле и т. п. Магнитная система с таким магнитом показана на фиг. I. 35,*б*. Воздушный зазор, в котором перемещается подвижная система, образуется двумя цилиндрическими поверхностями — наружной магнита *1* и внутренней стального кольца *2*, являющегося магнитопроводом и одновременно выполняющего функции экранирования системы. Такая магнитная система намагничивается в собранном виде и доводится до магнитного насыщения. Способ намагничивания и намагничивающее поле схематически показаны на фиг. I. 35,*а*.

Разобьем мысленно тело магнита параллельно направлению намагничивающего поля на тонкие пластинки равного сечения q. После снятия намагничивающего поля каждая пластинка является источником магнитного поля в воздушном зазоре между магнитом и стальным кольцом, причем выходящие из нее магнитные трубки при небольших зазорах можно считать прямолинейными, радиально направленными и имеющими одинаковое по длине сечение S. Так как весь магнитный поток почти целиком замыкается через рабочий воздушный зазор, то магнитным рассеянием в таких системах можно пренебречь.

Если L — осевая длина магнита, а d — толщина пластинок, то $q=Ld$ и в соответствии с обозначениями фиг. I. 35,*б*

$$S=\frac{q}{\cos\alpha}=\frac{Ld}{\cos\alpha}.$$

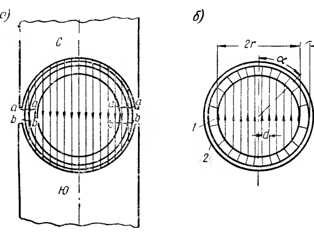
Следовательно, проводимость воздушного зазора для магнитной трубки, выходящей из каждой пластинки,

$$G_{\text{в}} = \frac{Ld}{2\delta\cos\alpha}.$$

Так как длина каждой пластинки $l_{\text{м}} = 2r\cos\alpha$, то для определения угла γ, необходимого при построении диаграммы Эвершеда, получим выражение

$$\operatorname{tg}\gamma = G_{\text{в}}\frac{l_{\text{м}}}{q} = \frac{Ld}{2\delta\cos\alpha}\;\frac{2r\cos\alpha}{Ld} = \frac{r}{\delta}. \qquad \text{(I. 35)}$$

Таким образом, магнитная индукция B_0 в сечении всех пластинок одинакова и может быть определена для внутрирамочных магнитов



Фиг. I. 35. К расчету внутрирамочного магнита.

по диаграмме Эвершеда в точке пересечения кривой размагничивания материала магнита с линией проводимости, проведенной под углом γ, тангенс которого равен $\frac{r}{\delta}\,\frac{m_H}{m_B}$. Магнитная индукция в воздушном зазоре по радиальному направлению равна

$$B_{\text{в}} = \frac{B_0 q}{S} = B_0\cos\alpha, \qquad \text{(I. 36)}$$

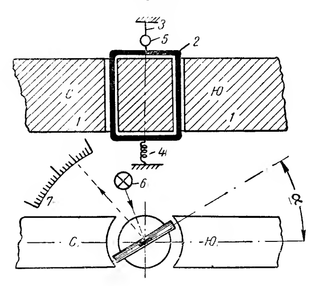
т. е. изменяется по косинусоидальному закону и максимальна в среднем (вертикальном) сечении магнита. Величина магнитной индукции в зазоре прямо пропорциональна радиусу магнита r и обратно пропорциональна величине воздушного зазора δ.

4. Примеры измерительных приборов с постоянными магнитами

Магнито-электрический гальванометр. Гальванометром называется электроизмерительный прибор с неградуированной шкалой, обладающий высокой чувствительностью (до

2000 *мм* перемещения указателя шкалы при изменении тока на 1 *мка*). Гальванометры могут быть использованы и для непосредственного измерения тока, но основное применение они получили в качестве нулевого прибора в измерительных схемах и автоматических устройствах. Для цепей постоянного тока наибольшее распространение получили магнито-электрические гальванометры, основные конструктивные элементы которых показаны на фиг. I. 36.

Для достижения высокой чувствительности постоянный магнит *1* изготовляется из высококачественного материала, и подвижная рамка *2* не устанавливается на кернах, как в обычных магнито-элек-



Фиг. I. 36. Магнито-электрический гальванометр.

трических приборах, а подвешивается на упругой нити *3*, служащей одновременно токоподводом к обмотке рамки. Другим токоподводом является очень тонкая серебряная ленточка *4*. На нити подвеса укрепляется небольшое зеркальце *5*, отражающее луч света от осветительной лампочки *6* на неподвижную прозрачную шкалу *7*. Указателем для отсчета по шкале является световой «зайчик». Применением такого способа отсчета по шкале, называемого часто «зеркальным», достигается увеличение чувствительности гальванометра за счет отнесения шкалы на значительное (около 1 *м*) расстояние от зеркальца. Поворот подвижной рамки вместе с зеркальцем осуществляется в результате вращающего момента, появляющегося при взаимодействии тока I в обмотке рамки с полем постоянного магнита. Как известно из электротехники, величина этого вращающего момента равна

$$M_{\text{вр}} = \frac{2\,rlwB_{\text{в}}}{9810}\,I\ \ [г\,см] = k_{\text{м}}I, \qquad (I.\,37)$$

где r — радиус рамки в *см*;
l — высота рамки в *см*;
w — число витков обмотки рамки;
I — ток в рамке в *а*;
$B_в$ — индукция в воздушном зазоре в *гс*.

Противодействующий момент, создаваемый упругой нитью подвеса при ее закрутке, равен

$$M_{пр} = W\alpha, \qquad (I.38)$$

где W — коэффициент упругой нити подвеса.

Для равновесия подвижной рамки необходимо равенство вращающего и противодействующего моментов, откуда находим, что угол поворота рамки

$$\alpha = \frac{k_м}{W} I \qquad (I.39)$$

пропорционален величине тока, протекающего в ее обмотке.

При движении подвижной системы гальванометра к положению равновесия на нее действуют следующие моменты сил:

а) вращающий момент $M_{вр}$;

б) момент сил инерции, пропорциональный ускорению подвижной системы,

$$M_и = -J\frac{d^2\alpha}{dt^2},$$

где J — момент инерции подвижной системы;

в) момент сил, тормозящих (успокаивающих) движение подвижной системы, пропорциональный скорости ее движения,

$$M_p = -p\frac{d\alpha}{dt},$$

где p — коэффициент успокоения или момент тормозящих сил при угловой скорости движения, равной единице;

г) противодействующий момент, пропорциональный углу поворота подвижной системы,

$$M_{пр} = -W\alpha.$$

Из механики известно, что сумма моментов всех сил, действующих на вращающееся (или поворачивающееся вокруг своей оси) тело, должна быть равна нулю.

Следовательно, общее уравнение движения подвижной системы для любого момента времени запишется так:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + p\frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M_{вр} = k_м I. \qquad (I.40)$$

Решение и исследование этого уравнения приводится почти во всех руководствах по электроизмерительным приборам, поэтому

здесь остановимся только на некоторых качественных вопросах режима работы подвижной части гальванометра, определяемого данным уравнением. При измерении имеющимся гальванометром некоторой постоянной величины тока I все коэффициенты, входящие в уравнение (I. 40), постоянны, за исключением p. Величина же коэффициента успокоения p зависит от схемы включения гальванометра и, следовательно, может влиять на режим его работы. Успокоение любого магнито-электрического прибора создается вследствие трения подвижной системы о воздух и взаимодействия с магнитным полем тока в обмотке, создаваемого противоэлектродвижущей силой, наводимой в обмотке при пересечении ею магнитных линий. Величина этой противо э. д. с. e зависит только от скорости движения подвижной части гальванометра. Величина создаваемого ею тока i_e зависит только от величины общего сопротивления R_0 цепи гальванометра, т. е.

$$i_e = \frac{e}{R_0} = \frac{e}{R_{пр} + R_{вн}},$$

где $R_{пр}$ — сопротивление самого гальванометра;

$R_{вн}$ — сопротивление остальной части цепи, называемое внешним сопротивлением.

Так как величина успокоения, создаваемого трением о воздух, относительно невелика, а сопротивление гальванометра постоянно, то единственным параметром, определяющим величину успокоения, является внешнее сопротивление $R_{вн}$. В зависимости от его величины могут быть три режима движения подвижной системы гальванометра (математический анализ аналогичной задачи дан в § VIII. 1):

а) *Недоуспокоенный*, когда $R_{вн}$ очень велико. В этом случае успокоение мало, и подвижная система приходит к положению равновесия после ряда последовательных колебаний около него, вызванных ее инерцией.

б) *Переуспокоенный*, когда $R_{вн}$ очень мало. В этом случае подвижная система приходит к положению равновесия гораздо медленнее и не переходит за него.

в) *Критический*, когда $R_{вн}$ равно вполне определенной для данного гальванометра величине, называемой критическим сопротивлением $R_{кр}$. Этот случай является промежуточным между первыми двумя и обычно наиболее желательным, так как подвижная система приходит к положению равновесия с максимально возможной скоростью, при которой еще будут отсутствовать ее колебания относительно положения равновесия.

Таким образом, при использовании гальванометра необходимо учитывать как величину внешнего сопротивления, так и желаемый режим движения подвижной системы. Если необходим быстрый отсчет и допустимы колебания подвижной системы около положения равновесия, то необходимо выбирать $R_{вн} \gg R_{кр}$. Если эти колебания недопустимы, а время установления показаний подвижной системы не имеет большого значения, то выбирают $R_{вн} \ll R_{кр}$. Заводом-изготовителем обычно указывается значение внешнего сопро-

тивления, соответствующее наиболее благоприятным условиям пользования гальванометром. Для гальванометра с нулем в середине шкалы часто применяется способ быстрого его успокоения закорачиванием обмотки гальванометра с помощью специального ключа.

10. Б а л л и с т и ч е с к и й г а л ь в а н о м е т р. Баллистический гальванометр отличается от обычного магнито-электрического только значительно бо́льшим моментом инерции подвижной системы. Он получил широкое применение не только в области магнитных измерений, но и в схемах автоматики, например, для измерения времени срабатывания реле, измерения малых промежутков времени и т. п. Как уже указывалось, баллистический гальванометр измеряет прошедшее через его обмотку количество электричества Q. Отсчет производится по первому максимальному отклонению α_{max} подвижной системы. Одним из основных условий работы гальванометра, обусловившим особенности его применения, является необходимость очень малого времени протекания импульса тока по сравнению с собственным периодом колебаний подвижной системы гальванометра. Это условие, естественно, выполняется при измерении очень малых промежутков времени, что и определяет основное применение баллистического гальванометра в автоматике.

Остановимся вкратце на теории баллистического гальванометра. Если импульс тока в его обмотке очень кратковременный, то вследствие значительной инерционности подвижной системы он закончится раньше, чем ее скорость и отклонение достигнут сколько-нибудь значительных величин. Практически можно считать, что за время действия импульса тока подвижная система еще вообще не начнет перемещаться. Поэтому в уравнении (I. 40) можно положить, что

$$\frac{d\alpha}{dt} = \alpha = 0,$$

и тогда оно значительно упростится:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} = k_м I. \qquad (I.\ 41)$$

Интегрируя это уравнение за период действия импульса тока (т. е. от $t=t_0$ до $t=t_1$), найдем величину угловой скорости ω_0, которую приобретет подвижная система к концу действия импульса:

$$J\int_0^{\omega_0} d\omega = k_м \int_{t_0}^{t_1} I dt,$$

где

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}.$$

Так как

$$\int_0^{\omega_0} d\omega = \omega_0, \text{ а } \int_{t_0}^{t_1} I dt = Q,$$

то получим

$$\omega_0 = \frac{k_м}{J} Q. \qquad (I.\ 42)$$

Величина кинетической энергии, которой будет обладать подвижная система к концу действия импульса, равна

$$T=J\frac{\omega_0^2}{2}=\frac{k_м^2}{2J}Q^2.$$

Подвижная система начинает перемещаться, и эта энергия затрачивается на закрутку упругой нити подвеса, т. е. превращается в потенциальную энергию Π закручиваемой нити. Частью кинетической энергии, затрачиваемой на трение о воздух и создание противоэ. д. с. во вращающейся рамке, можно пренебречь по малости, тогда к моменту первой остановки $(\alpha=\alpha_{max})$ подвижной системы будем иметь

$$\Pi=W\frac{\alpha_{max}^2}{2}\approx T=\frac{k_м^2}{2J}Q^2,$$

откуда

$$\alpha_{max}=\frac{k_м}{\sqrt{WJ}}Q=S_б Q, \qquad (I.\ 43)$$

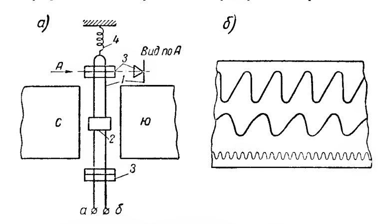
т. е. величина первого максимального отклонения (отброса) баллистического гальванометра пропорциональна количеству электричества Q, прошедшему через его обмотку за время действия импульса тока, и величине коэффициента $S_б=\frac{k_м}{\sqrt{WJ}}$, называемого баллистической чувствительностью гальванометра.

Неудобство пользования баллистическим гальванометром состоит в том, что его подвижная система, достигнув первого максимального отклонения, быстро начинает возвращаться к начальному положению. Поэтому надо успеть сделать быстрый отсчет значения α_{max}. Кроме того, импульс тока должен быть очень кратковременным. От этих недостатков свободен другой тип магнито-электрического гальванометра, называемый флюксметром и отличающийся от баллистического тем, что противодействующий момент в нем имеет очень малую величину и обеспечено весьма сильное успокоение, благодаря которому подвижная система флюксметра работает в сильно переуспокоенном режиме. Нулевого положения флюксметр поэтому не имеет, и его подвижная система, переместившись под действием импульса тока в какое-то другое положение, остается в этом новом положении и после прекращения действия импульса. Количество электричества, прошедшее через обмотку флюксметра, определяется по разности конечного и начального положений его подвижной системы.

М а г н и т о - э л е к т р и ч е с к и й (ш л е й ф о в ы й) о с ц и л л о г р а ф. Магнито-электрический осциллограф применяется для исследования быстро изменяющихся величин как на постоянном, так и на переменном токе. В настоящее время он является одним из основных приборов для самых разнообразных научно-исследовательских работ, позволяя одновременно осуществлять как визуальное наблюдение за исследуемым явлением, так и запись его на

фотобумаге. Основным принципиальным отличием осциллографа от магнито-электрического гальванометра является очень малый момент инерции подвижной системы (называемой из-за ее конструктивной формы петлей или шлейфом) и высокая собственная частота ее колебаний. Ввиду этого подвижная система (шлейф) успевает следить за всеми относительно быстрыми изменениями протекающего по ее обмотке тока.

Конструкция такого шлейфа показана на фиг. I. 37,*а*. Подвижная система представляет собой петлю из тонкой проволоки *1*, по которой протекает измеряемый ток. На петле укреплено маленькое зеркальце *2*, отражающее луч от осветителя на экран и фотобумагу осциллографа. Петля опирается на трехгранные призмы *3* и натя-



Фиг. I.37. Устройство шлейфа осциллографа (*а*) и вид осциллограммы (*б*).

гивается пружинкой *4*. Измеряемый ток подводится к клеммам *а* и *б*. Современные осциллографы имеют обычно несколько шлейфов на разные частоты исследуемых процессов и разные токи, причем все шлейфы могут использоваться одновременно, позволяя одновременно наблюдать и записывать несколько различных процессов. Один из шлейфов используется для создания шкалы времени. Этот шлейф, называемый отметчиком времени, питается переменным напряжением от специального источника стабильной частоты (обычно 500 *гц*) и дает на экране или осциллограмме периодическую кривую с точно известным временем периода (фиг. I. 37,*б*, нижняя кривая).

Сравнивая кривую исследуемого процесса с кривой отметчика времени, можно определить временны́е характеристики исследуемого процесса. При пользовании осциллографом необходимо предварительно выбрать нужный шлейф по ориентировочной максимальной частоте исследуемого процесса и максимально допустимому току через шлейф. Для расширения пределов измерения осциллографы снабжаются специальными шунтами и добавочными сопротивлениями.

Конструктивное оформление магнито-электрических осциллографов весьма разнообразно. Примером наиболее совершенного осциллографа является универсальный переносный осциллограф типа МПО-2, разработанный В. О. Арутюновым, А. М. Дамским, Б. А. Селибером и А. С. Воскобойником, удостоенными за эту работу Сталинской премии. Осциллограф МПО-2 имеет восемь шлейфов, что позволяет наблюдать и регистрировать на фотопленке одновременно восемь различных процессов с частотами до 10 000 *гц*. По техническим данным — скорости записи, универсальности питания, простоте эксплуатации, весу и габаритам — он превосходит лучшие заграничные образцы универсальных осциллографов. Осциллограф МПО-2 снабжен рядом специальных устройств для контроля и автоматизации процесса работы с ним и является удобным и высокочувствительным прибором, пригодным как в заводской, так и в лабораторной практике.

ГЛАВА II

ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

Для того чтобы измерить или использовать в целях автоматики какую-либо неэлектрическую величину, характеризующую тот или иной процесс, ее в большинстве случаев сначала необходимо преобразовать в электрическую величину с помощью электрического датчика. Способов такого преобразования, а значит, и типов электрических датчиков в современной технике очень много. В этой главе рассмотрены только основные из них, получившие наибольшее распространение в автоматике. Электрические датчики обеспечивают наиболее удобную, надежную и простую форму связи исследуемого процесса с измерительными, контрольными или исполнительными устройствами. Поэтому в настоящее время трудно указать какую-либо область техники, обходящуюся без применения электрических датчиков.

Большинство электрических датчиков в известной мере обладает универсальностью, т. е. применимо к самым различным задачам. Однако это вовсе не означает, что в данной конкретной задаче можно применить любой тип электрического датчика. Анализируя поставленную задачу, всегда можно выделить ряд условий, ограничивающих возможность применения различных типов датчиков. Правильный выбор электрического датчика всегда обеспечит наиболее эффективное и правильное решение задачи и может быть сделан только при знании особенностей различных типов датчиков. Ознакомление с особенностями основных типов датчиков и является целью настоящей главы.

Основными требованиями, предъявляемыми к электрическому датчику, являются:

1) осуществление необходимой зависимости его выходной величины y от измеряемой или входной величины x;

2) применимость к имеющейся измерительной аппаратуре и источникам электрического питания;

3) наличие достаточной чувствительности датчика;

4) определенные для каждой задачи допустимые габариты и вес;

5) соответствие необходимому диапазону изменения измеряемой величины;

6) отсутствие обратного воздействия датчика на измеряемый процесс, заметно искажающего его (например, для измерения перемещения мембраны нельзя применять угольные датчики, так как они требуют приложения значительного усилия, которое нарушит закон движения мембраны), и т. д.

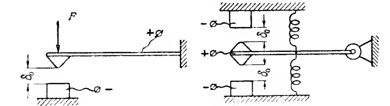
Кроме того, при выборе электрического датчика следует учитывать особенности исследуемого процесса и условий проведения эксперимента, как, например, 1) периодичность и максимальная частота процесса; 2) знакопеременность кривой изменения процесса и наличие в ней постоянной составляющей; 3) температурные условия места измерения; 4) атмосферные условия (влажность и температура воздуха); 5) наличие вибраций или сотрясений в установке и т. д.

Таким образом, правильный выбор метода измерения неэлектрической величины предусматривает предварительное изучение особенностей измеряемого процесса, условий проведения эксперимента, имеющейся измерительной аппаратуры и требований к электрическому датчику. Эта предварительная работа всегда окупается и необходима в каждом конкретном случае.

§ II. 1. МЕТОД АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

1. Контактные датчики

Контактные датчики предназначены для преобразования механического перемещения в электрический импульс (сигнальный или управляющий каким-либо устройством). Поэтому по назначению они отличаются от обычных контактов, хотя конструктивное выполнение самих контактов и характеристики их материалов могут быть



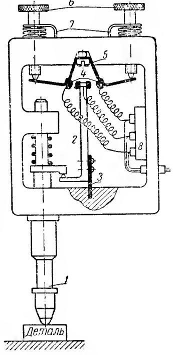
Фиг. II. 1. Типы контактных датчиков.

одинаковыми. Обычные контакты и их работа будут рассмотрены в дальнейшем и здесь этих общих вопросов касаться не будем (таких, как, например, необходимое контактное давление, максимально допустимая электрическая мощность и т. п.).

На фиг. II. 1 показаны два контактных датчика. Слева показан контактный датчик, реагирующий на величину измеряемого усилия F. Его чувствительность определяется минимальной величиной усилия, необходимого для надежного замыкания контактов, т. е. материалом и геометрическими размерами контактной пружины, и величиной начального зазора между контактами δ_0. Справа пока-

зан контактный датчик, реагирующий на величину перемещения оси, связанной со средним (подвижным) контактом. Величина усилия, создающего поворот оси, в данном случае не важна, и чувствительность датчика определяется только величиной зазора δ_0 между контактами. Применение контактных датчиков в основном и ограничивается этими двумя типами. Они могут работать как на постоянном, так и на переменном токе. Диапазон измерения легко регулируется величиной начального зазора между контактами. В современной технике контактные датчики часто используются совместно с электронными лампами (схема «сеточного контакта») и фотоэлементами. Примеры таких схем рассмотрены в соответствующих разделах.

На фиг. II. 2 показана получившая широкое распространение в отечественной промышленности электроконтактная головка для контроля размеров механических деталей с точностью до 1 *мк*. К измерительному штоку *1*, соприкасающемуся с проверяемой деталью, прижимается пружиной *3* подвижный контактный рычаг *2*. В зависимости от размера проверяемой детали шток, перемещаясь вверх и вниз, замыкает подвижный контакт либо с правым, либо с левым неподвижными контактами *4*. При этом включаются соответствующие электрические цепи с сигнализаторами отклонения размера детали от номинального. Неподвижные контакты установлены на плоской пружине *5* и изолированы от нее. Величина начальных зазоров, т. е. величина измерительного диапазона, регулируется винтами *6*, снабженными спиральными пружинками *7* для выбирания люфтов в резьбе. Напряжение подводится трехжильным проводом к распределительной колодке *8* и затем по спиральным проводникам к контактам.

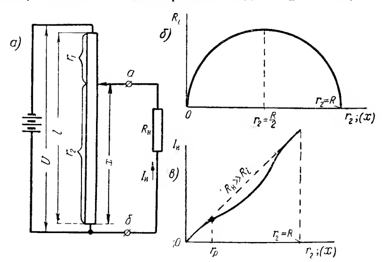


Фиг. II. 2. Электроконтактная головка.

2. Потенциометрические датчики

Потенциометрические датчики также получили применение в основном для измерения перемещений на постоянном и переменном токе. Их основным достоинством является простота и отсутствие необходимости последующего усиления. Основными недостатками их являются наличие скользящего электрического контакта, необходимость относительно больших перемещений движка и значительного усилия для его перемещения. Простой реостат, изменяющий ток в электрической цепи при перемещении его движка, почти не нашел применения в автоматике ввиду значительной нелинейности

его характеристики $I=U/R$. Основное применение получило включение реостата по схеме потенциометра (фиг. II. 3,*a*). В этом случае характеристика датчика может быть сделана приблизительно линейной правильным выбором режима работы потенциометра. Характеристикой потенциометрического датчика в общем случае



Фиг. II. 3. Потенциометрический датчик и его характеристики.

является зависимость тока $I_н$ в нагрузке (например, в измерительном приборе) $R_н$ от перемещения x движка потенциометра, т. е.

$$I_н=f(x),$$

где при равномерной намотке величина x пропорциональна величине сопротивления r_2 участка потенциометра между начальной точкой и движком, т. е. $x=kr_2$.

Найдем величину тока в нагрузке, воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе (I. 1):

$$I_н=\frac{U_{аб}^{xx}}{R_н+R_i},$$

где

$$U_{аб}^{xx}=\frac{U}{r_1+r_2}r_2;$$

$$R_i=\frac{r_1 r_2}{r_1+r_2}.$$

Подставляя эти величины, получим

$$I_н=\frac{U}{(r_1+r_2)(R_н+R_i)}r_2. \qquad (II.1)$$

Так как $r_1+r_2=R=\text{const}$, то при постоянстве R_i величина тока $I_н$ зависела бы линейно от величины перемещения x. Однако на самом деле величина R_i зависит от x (фиг. II. 3,б), и потому эта линейность возможна только в том случае, когда сопротивление нагрузки много больше внутреннего сопротивления потенциометра. Тогда величиной R_i в формуле (II. 1) можно пренебречь по сравнению с $R_н$, и характеристика потенциометра изобразится пунктирной прямой (фиг. II. 3,в). Вид характеристики в общем случае, когда $R_н$ сравнимо по величине с R_i, показан на фиг. II. 3,в сплошной кривой. Эти соображения следует всегда учитывать при работе с потенциометрическим датчиком и либо оценивать погрешность, возможную ввиду нелинейности характеристики, либо ограничивать рабочий участок датчика интервалом $O—r_р$ характеристики с еще пренебрегаемо малой нелинейностью.

Величину этой погрешности легко найти из следующих соображений. Введем обозначения:

$$r_1+r_2=R=kl;$$

$$r_2=kx;$$

$$r_1=k(l-x).$$

Тогда формула (II. 1) для тока в нагрузке примет вид

$$I_н=\frac{U}{R_н}\frac{x}{l}\frac{1}{1+\frac{kx(l-x)}{lR_н}}=\frac{U}{R_н}\frac{x}{l}\frac{1}{1+\frac{x}{l}\left(1-\frac{x}{l}\right)\frac{R}{R_н}},$$

что при $R_н \gg R_i$ даст

$$I_{н0}=\frac{U}{R_н}\frac{x}{l}.$$

Следовательно, относительная погрешность тока в нагрузке вследствие конечности ее сопротивления будет равна

$$\frac{\Delta I_н}{I_{н0}}=\frac{I_{н0}-I_н}{I_{н0}}=1-\frac{1}{1+\frac{Rx(l-x)}{l^2R_н}}=\frac{1}{1+\frac{l^2}{x(l-x)}\frac{R_н}{R}}. \qquad (II. 2)$$

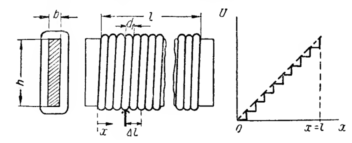
Полагая здесь $x=\frac{l}{2}$, легко найти максимальную величину этой погрешности:

$$\left(\frac{\Delta I}{I_{н0}}\right)_{max}=\frac{1}{1+4\frac{R_н}{R}}.$$

Эта погрешность практически равна нулю, когда напряжение с потенциометра подается на вход электронного усилителя, например, в случае применения потенциометров, связанных с вращением антенны радиолокационной станции, для получения развертки луча электронно-лучевой трубки. Однако в подобных случаях, когда нагрузка реагирует на очень малые перемещения движка потенцио-

метра, приходится считаться с другими видами погрешностей, возникающими вследствие перекрытия движком определенной части длины потенциометра (так называемая «разрешающая способность» потенциометра) и скачкообразности снимаемого с него напряжения (фиг. II. 4).

Существуют различные способы получения необходимой формы характеристики потенциометрического датчика (применение профильных потенциометров, неравномерная намотка, шунтирование и т. п.). Эти способы рассмотрены в главе VII, посвященной элементам счетно-решающих устройств. Остановимся здесь только на некоторых особенностях расчета потенциометров применительно к задачам использования их в маломощной приборной автоматике.



Фиг. II. 4. К расчету потенциометрического датчика.

Основным требованием к датчику в этом случае является обеспечение необходимой чувствительности к измеряемому перемещению, т. е. получение от датчика определенного изменения напряжения ΔU, необходимого для срабатывания электромеханического устройства (например, реле) при заданном минимальном перемещении движка Δl. При этом следует учитывать, что при перемещении движка с витка на виток напряжение, снимаемое с потенциометра, меняется не плавно, а небольшими ступеньками. Следовательно, даже предполагая, что ширина контактной поверхности движка меньше, чем диаметр одного витка намотки потенциометра, минимально чувствуемое потенциометром перемещение движка никогда не может быть меньше диаметра провода его намотки. Поэтому если задано минимальное перемещение движка Δl, на которое должен реагировать датчик, то диаметр его обмотки не может быть выбран больше, чем величина Δl.

Порядок расчета в этом случае при известном напряжении питания U может быть таким (фиг. II. 4):

1) выбираем диаметр провода (с изоляцией) $d_1 < \Delta l$;

2) общую длину потенциометра находим из очевидного соотношения

$$\frac{l}{U} = \frac{\Delta l}{\Delta U}, \text{ т. е. } l = U\frac{\Delta l}{\Delta U};$$

3) общее число витков потенциометра $w_0 = \dfrac{l}{d_1}$;

4) для определения сечения каркаса потенциометра запишем выражения для его общего сопротивления:

$$R = \frac{\rho l_0}{q} = \frac{\rho l_{cp} w_0}{q} = \frac{\rho l_{cp} l}{q d_1}, \qquad (I)$$

где q — площадь сечения провода;
l_0 — общая длина провода;
l_{cp} — средняя длина одного витка;
ρ — удельное сопротивление материала провода.

С другой стороны,

$$I_0 = \frac{U}{R} \leqslant I_{доп} = q\Delta,$$

откуда

$$R = \frac{U}{q\Delta}, \qquad (II)$$

где Δ — допустимая плотность тока.

Приравнивая выражения (I) и (II), найдем

$$l_{cp\,min} = \frac{U}{l}\frac{d_1}{\rho\Delta} = \frac{\Delta U}{\Delta l}\frac{d_1}{\rho\Delta}. \qquad (II.3)$$

Из этого выражения, выбрав материал провода [1], т. е. ρ, и задавшись Δ, находим минимально возможную среднюю длину витка, т. е. и минимально допустимые габариты сечения каркаса. Увеличивать габариты каркаса можно, если это необходимо, но уменьшать нельзя, чтобы не получить слишком большой плотности тока и перегрева потенциометра. Следует также оговориться, что подставлять в расчет вместо ΔU известное напряжение срабатывания электромеханического устройства, без учета внутреннего сопротивления схемы потенциометра, можно только в частных случаях, если, например, входное сопротивление устройства очень велико или если потенциометр работает в своей начальной части, когда (см. фиг. II. 3) его внутреннее сопротивление можно считать равным нулю. В общем же случае напряжение ΔU, вводимое в расчет, приходится выбирать с запасом по отношению к напряжению срабатывания устройства, на которое работает потенциометрический датчик.

Пример 3. Рассчитать потенциометрический датчик для сигнализации увеличения давления на 0,1 *атм* сверх нормального, равного 2 *атм*. Принципиальная схема установки изображена на фиг. II. 5. Мембрана, используемая в качестве чувствительного элемента, дает перемещение движка величиной 1 *мм* при изменении давления на 0,1 *атм*. Датчик работает на поляризованное реле с напряжением срабатывания 0,5 *в* и сопротивлением $R_н = 5000$ *ом*.

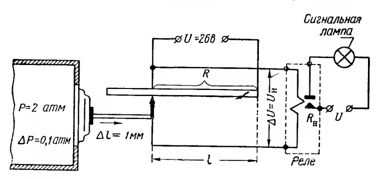
Так как сопротивление реле достаточно велико и в нормальном положении движок потенциометра находится в нулевом положении, то в расчет в качестве ΔU можно подставлять непосредственно напряжение срабатывания реле.

---

[1] Для намотки потенциометров применяются материалы с высоким удельным сопротивлением, чаще всего константан, манганин, вольфрам и платиноиридий

Решение: 1) В качестве обмоточного провода выбираем константан марки Е-2Н16 со следующими характеристиками[1]: $d=0,25$ *мм*, $d_1=0,28$ *мм*, $q=0,0491$ *мм*², $\rho=0,49$ *ом мм²/м*, $\Delta=3$ *а/мм*².

При не очень большом сопротивлении нагрузки выбирать диаметр провода



Фиг. II.5. К примеру расчета потенциометрического датчика.

слишком малым нежелательно, так как при этом сопротивление потенциометра растет и погрешность вследствие сопротивления нагрузки также увеличивается.

2) Общая длина (рабочая) потенциометра

$$l=U\frac{\Delta l}{\Delta U}=26\frac{1}{0,5}=52 \text{ мм}.$$

3) Общее число витков

$$w_0=\frac{l}{d_1}=\frac{52}{0,28}=185,5\approx 185 \text{ витков}.$$

4) Общее сопротивление

$$R=\frac{U}{q\Delta}=\frac{26}{0,0491\cdot 3}=176,4 \text{ ом}.$$

5) Средняя длина одного витка

$$l_{\text{ср min}}=\frac{\Delta U}{\Delta l}\frac{d_1}{\rho\Delta}=\frac{0,5}{1}\frac{0,28}{0,49\cdot 3}=0,0935 \text{ м}=93,5 \text{ мм}.$$

Зная длину одного витка $l_{\text{ср}}$, легко определить и необходимые габариты сечения каркаса потенциометра из формулы

$$l_{\text{ср}}=2(h+b)+\pi d_1,$$

где обозначения соответствуют фиг. II.4.

6) Проверим величину относительной погрешности в величине напряжения, снимаемого с движка потенциометра при перемещении его на 1 *мм* по формуле (II.2)

$$\frac{\Delta I_{\text{н}} R_{\text{н}}}{I_{\text{н0}} R_{\text{н}}}=\frac{1}{1+\frac{l^2 R_{\text{н}}}{Rx(l-x)}}=\frac{1}{1+\frac{52^2\cdot 5000}{176,4\cdot 1(52-1)}}=0,00066=0,066\ \%.$$

Эта величина вполне допустима, тем более что практически изменение напряжения все равно происходит скачками при перемещении движка с витка на виток.

[1] Г. Г. Гинкин, Справочник по радиотехнике, ГЭИ, 1948.

7) Следует отметить, что при уменьшении сопротивления нагрузки погрешность потенциометра быстро растет. Например, при $R_н=50$ *ом* она уже достигает в рассматриваемом примере$\sim$6,2 %. В этом случае расчет иногда следует выполнить исходя из допустимой величины погрешности. Расчет состоит примерно в следующем.

а) Пусть в рассматриваемом примере $R_н=50$ *ом* и допустимая погрешность равна 5% при прежней общей длине потенциометра $l=52$ *мм*.

б) Пользуясь формулой (II. 2)

$$0{,}05=\frac{1}{1+\frac{52^2}{1\,(52-1)}\,\frac{50}{R}},$$

можно вычислить общее сопротивление потенциометра

$$R=139{,}5\ ом.$$

в) Из соотношения

$$R=\frac{U}{q\Delta}=\frac{U}{\frac{\pi d^2}{4}\,\Delta}$$

находим

$$d=2\sqrt{\frac{U}{\pi R\Delta}}=2\sqrt{\frac{26}{3{,}14\cdot 139{,}5\cdot 3}}\approx 0{,}28\ мм.$$

г) Выбираем ближайший больший по величине нормированный диаметр

$$d=0{,}29\ мм\quad (d_1=0{,}32\ мм;\quad q=0{,}0841\ мм^2)$$

и уточняем сопротивление потенциометра

$$R=\frac{U}{q\Delta}=\frac{26}{0{,}0841\cdot 3}=103{,}5\ ом.$$

д) Теперь можно определить общее число витков

$$w_0=\frac{l}{d_1}=\frac{52}{0{,}32}\approx 162{,}5\ витка,$$

длину провода намотки

$$l_0=\frac{Rq}{\rho}=\frac{103{,}5\cdot 0{,}0841}{0{,}49}=17{,}76\ м$$

и длину среднего витка

$$l_{ср}=\frac{l_0}{w_0}=\frac{17760}{162{,}5}=109{,}3\ мм.$$

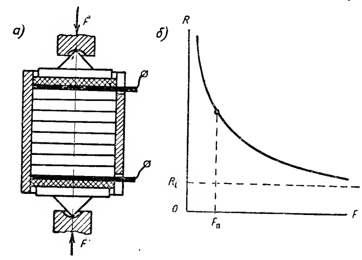
В рассмотренном примере использовался только начальный участок потенциометра. Если в процессе работы движок может перемещаться по всей длине потенциометра (как, например, в схеме автоматической компенсации), то расчет необходимо вести на максимально возможную погрешность, получающуюся в середине потенциометра. Так, например, при допустимой погрешности в 5 % и $R_н=50$ *ом* формула для максимальной погрешности дает

$$0{,}05=\frac{1}{1+4\,\frac{R_н}{R}},$$

откуда необходимое сопротивление потенциометра $R\leqslant 10$ *ом*. При этом потенциометр получается слишком грубым, так как в условиях рассмотренного примера для его намотки потребуется провод диаметром не менее 1 *мм*. Единственным выходом в этом случае является применение реле (или другого являющегося нагрузкой устройства) с достаточно большим сопротивлением.

3. Угольные датчики

Угольные датчики нашли основное применение для измерения больших (от десятков до тысяч килограммов) усилий и давлений. Устройство простейшего угольного датчика показано на фиг. II. 6,*а*. Обычно он набирается в виде столбика из графитовых дисков, имеющего по концам контактные диски и упорные приспособления, которые воспринимают измеряемые усилия. Сопротивление R такого столбика электрическому току складывается из собственно сопротивления графитовых дисков R_i и переходного контактного сопротивления поверхностей их соприкосновения. Из-за неровностей



Фиг. II. 6. Угольный датчик (*а*) и его характеристика (*б*).

поверхностей графитовых дисков их соприкосновение происходит не по плоскости, а по отдельным точкам. Если угольный датчик подвергнуть сжатию, то эти неровности сминаются, площадь соприкосновения графитовых дисков увеличивается, и переходное контактное сопротивление уменьшается. Это свойство и используется в угольном датчике. Зависимость его сопротивления от приложенного усилия F выражается формулой

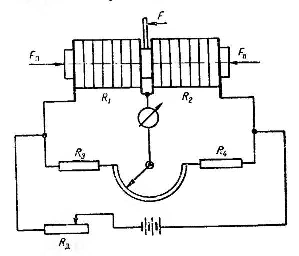
$$R = \frac{1}{kF} + R_i, \qquad \text{(II. 4)}$$

где k — постоянный коэффициент, и представлена графически на фиг. II. 6,*б*.

Существенными недостатками угольных датчиков являются нелинейность характеристики, нестабильность сопротивления и значительный (до 5%) гистерезис, т. е. различие между сопротивлением для одних и тех же величин усилий при сжатии и при последующем снятии сжимающего усилия. Явление гистерезиса, очевидно,

объясняется тем, что неровности поверхности при сжатии подвергаются частично невосстановимому разрушению и не возвращаются к прежнему состоянию после снятия усилия.

Как видно из фиг. II. 6,*б*, наибольшая нелинейность характеристики угольного датчика наблюдается при минимальных усилиях, поэтому, для того чтобы работать на более линейной ее части, угольные датчики подвергают предварительному сжатию усилием $F_п$, смещающему рабочую точку датчика вправо по характеристике. При этом для повышения чувствительности измерительной схемы оказывается возможным осуществление дифференциального уголь-



Фиг. II. 7. Схема включения **дифференциального** угольного датчика.

ного датчика. В этом случае одна его половина работает на сжатие, а другая на растяжение, и они включаются (фиг. II. 7) в разные плечи мостовой схемы.

Область применения угольных датчиков ограничена измерением больших усилий и давлений, не требующим большой точности, как, например, усилия в шасси самолета при посадке, усилия резания в металлообрабатывающих станках и т. п.

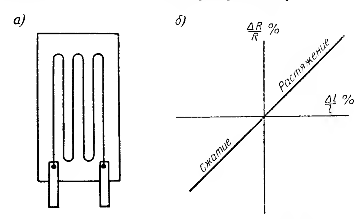
4. Проволочные датчики (тензометры)

В обычном исполнении проволочный датчик представляет собой (фиг. II. 8,*а*) тонкую (15—60 *мк*) проволочку, сложенную в виде решетки и обклеенную с двух сторон папиросной бумагой. Такой элемент приклеивается прочным (например, бакелитовым) клеем к детали для измерения ее деформации. Измерение деформации основано на зависимости сопротивления проволочки от напряжений, действующих при ее растяжении:

$$R = \rho \frac{l}{q}.$$

Проволочные датчики ввиду своих преимуществ: а) малый вес и габариты; б) безинерционность, т. е. возможность измерения быстроменяющихся деформаций; в) возможность размещения в труднодоступных местах; г) простота и дешевизна, получили широкое распространение для измерения деформаций деталей в самых различных областях техники.

Существенными недостатками проволочных датчиков являются малая величина относительного изменения сопротивления $\left(\frac{\Delta R}{R}\right.$ не более 1%), что требует применения измерительных схем высокой чувствительности, и большая температурная погрешность.



Фиг. II. 8. Проволочный датчик (*а*) и его характеристика (*б*).

Под чувствительностью проволочных датчиков понимают отношение величины относительного изменения его сопротивления ε к величине относительной деформации λ, т. е.

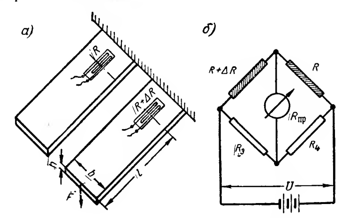
$$S = \frac{\varepsilon}{\lambda} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}}.$$

Для статических измерений применяются датчики из материала типа константан, обладающие небольшой чувствительностью (порядка 2), но зато имеющие малый температурный коэффициент сопротивления. Сопротивление таких датчиков обычно 100—200 *ом*. Для динамических измерений с целью повышения чувствительности (до 3—4) применяют датчики из сплавов типа элинвар, обладающих относительно высоким температурным коэффициентом сопротивления. Сопротивление таких датчиков выбирают в 500—1000 *ом*.

Чувствительность проволочных датчиков практически постоянна, т. е. их характеристика, показанная на фиг. II. 8,*б*, линейна. Для увеличения чувствительности применяют включение в мостовую схему двух или даже четырех одинаковых проволочных датчиков,

наклеиваемых на исследуемую деталь так, что когда один датчик работает на растяжение, то смежный с ним работает на сжатие (см. схемы 3 и 5 на фиг. I. 11).

Механические деформации линейно связаны с величиной деформирующего усилия, поэтому проволочные датчики применяются и для измерения относительно больших усилий. В качестве примера



Фиг. II. 9. Включение проволочных датчиков.

приводим фиг. II. 9,*а*, где деталь изгибается усилием F. Относительное удлинение детали, закрепляемой в одном конце,

$$\lambda = \frac{Fl}{EW},$$

где E — модуль упругости материала;

$W = \frac{bh^2}{6}$ — момент сопротивления изгибу.

Следовательно, величина λ пропорциональна величине усилия F:

$$\lambda = \frac{6l}{Ebh^2} F, \qquad (II.5)$$

как и относительное изменение сопротивления датчика

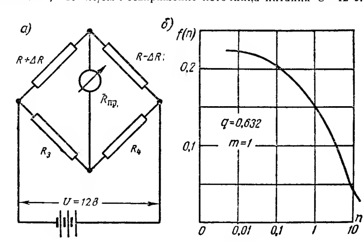
$$\frac{\Delta R}{R} = S\lambda = \frac{6lS}{Ebh^2} F = kF.$$

Для компенсации температурной погрешности проволочного датчика часто применяют следующий способ, иллюстрируемый фиг. II. 9. Два одинаковых датчика размещают в месте измерения — один на деформируемой детали, а другой на детали, не подвергающейся деформации, и включают их в качестве двух смежных плеч мостовой схемы (фиг. II. 9,*б*). Тогда приращения сопротивлений датчиков за счет температуры одинаковы в обоих плечах моста и не влияют на результат измерения.

Пример 4. Рассчитать мостовую схему (фиг. II. 10, *а*) для измерения усилия F в диапазоне от 0 до 5 *кг* с помощью проволочных датчиков, имеющих чувствительность $S_д=2$ и сопротивление $R=190$ *ом*, работающую на измерительный прибор со шкалой в 100 делений, чувствительностью

$$S_{пр}=10^6 \frac{дел}{a}$$

сопротивлением $R_{пр}=120$ *ом*. Максимально допустимый ток во всех элементах схемы равен 50 *ма*. Размеры стальной балки в соответствии с обозначениями фиг. II.9, *а* равны: $l=23$ *см*, $h=0,3$ *см*, $b=6$ *см*. Модуль упругости стали $E=2,1\cdot10^6$ *кг/см²*. Напряжение источника питания $U=12$ *в*.



Фиг. II. 10. Пример 4.

Решение: 1) По формуле (II.5) находим максимальную величину относительного удлинения

$$\lambda_{max}=\frac{6l}{Ebh^2}F_{max}=\frac{6\cdot23}{2,1\cdot10^6\cdot6\cdot0,3^2}\,5=6,085\cdot10^{-4}.$$

2) Максимальное относительное изменение сопротивления датчика

$$\varepsilon_{max}=\frac{\Delta R_{max}}{R}=S_д\lambda_{max}=2\cdot6,085\cdot10^{-4}=1,22\cdot10^{-3}.$$

3) Желательно для полного диапазона изменения усилия использовать всю шкалу (100 делений) прибора. Необходимая для этого общая чувствительность метода измерения

$$S=\frac{1}{2}\,\frac{\Delta\alpha_{max}}{\varepsilon_{max}}=\frac{1}{2}\,\frac{100}{1,22\cdot10^{-3}}=4,1\cdot10^4=S_{сх}\,S_{пр}.$$

Здесь коэффициент $\frac{1}{2}$ учитывает, что мостовая схема с двумя датчиками вдвое чувствительнее обычной.

Отсюда необходимая чувствительность мостовой схемы

$$S_{сх}=\frac{S}{S_{пр}}=\frac{4,1\cdot10^4}{10^6}=0,041$$

или по формуле (I.16)

$$f(m,n,q)=\frac{S_{cx}R}{U}=\frac{0,041.190}{12}=0,65.$$

4) Найдем входящие в последнее выражение коэффициенты

$$q=\frac{R_{пр}}{R}=0,632;\quad m=\frac{R_2}{R_1}=\frac{R}{R}=1.$$

Остается определить необходимую величину n. Подсчитаем по формуле (I.16) и построим (фиг. II.10, *б*) зависимость $f(m,n,q)$ от n при $m=1$ и $q=0,632$. Как видно, нужной чувствительности, соответствующей $f(m,n,q)$, не получается совсем, т. е. шкалу прибора полностью использовать не удается.

5) Ограничимся чувствительностью, достижимой по условию максимально допустимого тока (50 *ма*) в элементах схемы. Простейший прикидочный расчет (полагая ток в приборе равным нулю) позволяет определить, что в этом случае оптимальным значением будет $n=1$ так как при меньших значениях n токи будут превышать 50 *ма*. Следовательно,

$$R_3=R_4=R=190\ ом \quad и \quad f(m,n,q)=0,153.$$

6) Определим величину отклонения стрелки прибора при максимальном значении измеряемого усилия

$$S_{cx}=2\frac{U}{R}f(m,n,q)=2\frac{12}{190}0,153=0,0193.$$

Следовательно, при $F=5$ *кг* отклонение стрелки

$$\Delta\alpha_{max}=S\varepsilon_{max}=S_{cx}S_{пр}\varepsilon_{max}=0,0193\cdot10^6\cdot1,22\cdot10^{-3}=23,5\ деления,$$

т. е. в заданных условиях задачи практически можно использовать только четверть шкалы измерительного прибора.

5. Термометры сопротивления

Электрические термометры сопротивления получили широкое распространение для измерения температур различных сред в пределах от —50 до $+800°$ С. В авиации электрические термометры почти всецело вытеснили остальные типы термометров, так как они позволяют измерять температуру в точках, расположенных на любом расстоянии от наблюдателя. Они используются для контроля температуры водяной и масляной систем мотора, измерения температуры наружного воздуха и карбюратора, анализа состава выхлопных газов и т. п.

Электрические термометры сопротивления основаны на свойстве проводников менять свое электрическое сопротивление R при изменении температуры. Зависимость электрического сопротивления от температуры выражается формулой

$$R=ce^{\alpha T},$$

где c — постоянный коэффициент;

α — температурный коэффициент сопротивления;

$T=273°+t°$ С — абсолютная температура.

Зная сопротивление проводника при какой-то начальной температуре t_0

$$R_0=ce^{\alpha\,(273+t_0)},$$

можно определить сопротивление этого проводника при произвольной температуре t:

$$R_t = ce^{\alpha(273+t)}$$

из соотношения

$$\frac{R_t}{R_0} = e^{\alpha(t-t_0)}.$$

Разлагая правую часть этого выражения в ряд и ограничиваясь первыми двумя членами ряда, получим простую зависимость, используемую в термометрах сопротивления,

$$R_t = R_0[1 + \alpha(t - t_0)]. \qquad \text{(II. 6)}$$

Величина α для диапазона температур 0—200° С может быть принята постоянной и для проводниковой меди равна 0,00428. В этом диапазоне работают медные и никелевые термометры сопротивления. Для платиновых термометров, работающих в диапазоне температур 200—800° С, учитывая зависимость температурного коэффициента сопротивления от температуры, формулу (II. 6) записывают с третьим членом разложения в ряд:

$$R_t = R_0\left[1 + \alpha_п(t - t_0) + \beta_п(t - t_0)^2\right], \qquad \text{(II. 7)}$$

где

$$\alpha_п = 3{,}94 \cdot 10^{-3}; \quad \beta_п = -5{,}8 \cdot 10^{-7}.$$

Основные погрешности термометров сопротивления возникают вследствие непостоянства напряжения питания, непостоянства температуры окружающей среды, самонагрева термодатчика протекающим по нему током и тепловой инерционности термодатчика.

Влияние непостоянства напряжения питания в современных термометрах сопротивления устраняется применением логометра в качестве измерительного прибора. При этом колебания напряжения до $\pm 20\%$ от номинального практически не влияют на показания термометра.

Влияние непостоянства температуры окружающей среды сказывается на величине сопротивления элементов схемы измерительного прибора и проводов, соединяющих термодатчик с измерительным прибором. Влияние изменения сопротивления соединительных проводов $R_{с.\,пр}$ сводится до минимума выбором сопротивления термодатчика $R_0 \gg R_{с.\,пр}$. Практически R_0 имеет величину порядка 40—100 *ом*. Влияние изменения сопротивлений элементов схемы устраняется специальными схемами температурной компенсации, рассматриваемыми в курсе электроприборов.

Влияние самонагрева термодатчика учитывается при градуировке термометра сопротивления, которая в общем случае выполняется по формуле (для меди и никеля)

$$R_t = R_0\left[1 + \alpha(t - t_0)\right] + R_{с.\,пр} + R_{сам}, \qquad \text{(II. 8)}$$

где $R_{сам}$ — приращение сопротивления термодатчика в рабочем диапазоне для среднего токового режима.

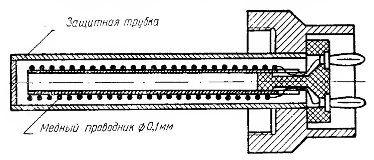
Тепловая инерционность зависит от ряда параметров, определяющих условия теплопередачи от измеряемой среды к термодатчику. Если термодатчик погрузить в среду с температурой $\theta_{ср}$, то его температура будет нарастать по следующей зависимости:

$$\theta = \theta_{ср}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \qquad (II.9)$$

где t — время, а постоянная запаздывания термодатчика

$$\tau = \frac{C_д \rho V}{kS}, \qquad (II.10)$$

т. е. зависит от основных конструктивных параметров термодатчика — объема V, поверхности соприкосновения со средой S, коэффициента теплопередачи k, теплоемкости $C_д$ и плотности ρ. В со-



Фиг. II. 11. Конструкция термодатчика.

временной конструкции термодатчиков, пример которой упрощенно изображен на фиг. II. 11, стремятся уменьшить постоянную запаздывания увеличением S и k и уменьшением $C_д$, ρ и V. Этой задаче посвящены специальные исследования.

График зависимости (II. 9) при разных τ показан на фиг. II. 12. Чем больше τ, тем больше тепловая инерционность термодатчика, что недопустимо, особенно при быстрых изменениях температуры среды. Поэтому величина τ является важнейшей характеристикой термодатчика. Ее расчетное определение по формуле (II. 10) представляет значительные трудности, и обычно τ определяют экспериментальным путем, измеряя увеличение температуры θ за какое-то определенное время. Тогда τ можно вычислить по формуле (II. 9). Однако практически начальная температура термодатчика $\theta_д$ обычно не равна нулю, и тогда вместо формулы (II. 9) необходимо пользоваться следующей формулой (фиг. II. 12):

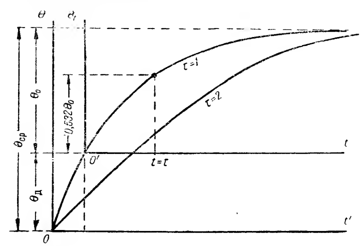
$$\theta = \theta_д + \theta_t = \theta_д + \theta_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \qquad (II.11)$$

где

$$\theta_0 = \theta_{ср} - \theta_д.$$

Эта формула легко получается (из II. 9) с помощью переноса начала координат из точки O в точку O' (фиг. II. 12). Однако вычи-

сление τ из этой формулы по экспериментальным значениям $(\theta)_i$ и $(t)_i$ также достаточно сложно. Поэтому для определения τ пользуются следующим приемом.

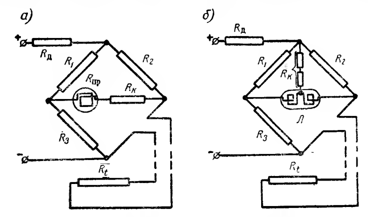


Фиг. II. 12. Кривые нагрева термодатчиков.

Примем время t численно равным τ. Тогда

$$\theta_{t=\tau} = \theta_0\,(1 - e^{-1}) = \theta_0\left(\frac{e-1}{e}\right) = 0{,}632\,\theta_0 = 632\,(\theta_{ср} - \theta_д),$$

т. е. постоянная времени термодатчика численно равна времени, в течение которого его температура увеличится на $0{,}632 \times$



Фиг. II. 13. Схемы включения термодатчиков.

$\times(\theta_{ср} - \theta_д)$. Поэтому для экспериментального определения τ достаточно найти время, за которое температура датчика увеличится на $0{,}632\,(\theta_{ср} - \theta_д)$.

Для измерения температуры с помощью термометров сопротивления почти исключительное применение нашла неравновесная мостовая схема с термодатчиком, включенным в качестве одного из плеч. Два основных варианта этой схемы показаны на фиг. II. 13. На фиг. II. 13,*а* показана мостовая схема с гальванометром в качестве измерительного прибора. На фиг. II. 13,*б* показана схема, не реагирующая на изменения напряжения питания, с логометром в качестве измерительного прибора. Здесь R_t — термодатчик, R_k — сопротивления температурной компенсации. Эти схемы подробно рассматриваются в соответствующих руководствах, поэтому укажем только основные условия, учитываемые при выборе их элементов: а) получение максимальной чувствительности; б) минимальный самонагрев термодатчика; в) осуществление компенсации температурной погрешности.

§ II. 2. ИНДУКТИВНЫЙ МЕТОД

Индуктивные датчики, основанные на изменении индуктивного сопротивления катушки со сталью при перемещении стального якоря, получили в Советском Союзе широкое распространение во всех областях техники ввиду ряда их существенных достоинств:

а) простота, надежность и отсутствие скользящих контактов;

б) возможность непосредственного использования показывающих приборов за счет относительно большой величины отдаваемой электрической мощности;

в) возможность работы на переменном токе промышленной частоты.

Основным недостатком индуктивных датчиков является сильная зависимость от частоты источника напряжения питания. Основной областью применения индуктивных датчиков является измерение малых угловых и линейных механических перемещений, а также управление следящими устройствами. В авиации индуктивные датчики используются в качестве чувствительных элементов автопилотов и гироскопических следящих устройств, для измерения крутящего момента вала авиационного двигателя и т. п.

1. Принцип действия индуктивного датчика

Индуктивность катушки с числом витков w простейшего индуктивного датчика, показанного на фиг. II. 14,*а*, равна

$$L=\frac{w\Phi}{I}10^{-8}\ [\textit{гн}], \qquad \text{(II. 12)}$$

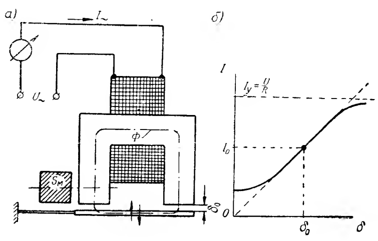
где Φ — магнитный поток в максвеллах;

I — ток катушки в *а*.

Если δ — величина воздушного зазора в *см*, а $S_м$ — площадь сечения магнитопровода в *см*^{2}, то магнитный поток равен

$$\Phi=\frac{0{,}4\pi Iw}{R_м}=\frac{0{,}4\pi Iw}{R_{ст}+\frac{2\delta}{S_м}}, \qquad \text{(II. 13)}$$

где $R_м$ — магнитное сопротивление цепи, складывающееся из сопротивления стального магнитопровода $R_{ст}$ и сопротивления двух воздушных зазоров, равного $\frac{2\delta}{S_м}$ (в данном случае $S_в \approx S_м$).



Фиг. II. 14. Индуктивный датчик.

Подставляя (II. 13) в (II. 12), найдем

$$L=\frac{0{,}4\pi w^2\cdot 10^{-8}}{R_{ст}+\frac{2\delta}{S_м}}, \tag{II. 14}$$

откуда ток в катушке

$$I=\frac{U}{Z}=\frac{U}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}=\frac{U}{\sqrt{R^2+\omega^2\left[\frac{0{,}4\pi w^2\cdot 10^{-8}}{R_{ст}+\frac{2\delta}{S_м}}\right]^2}}, \tag{II. 15}$$

т. е. при неизменных конструктивных параметрах датчика ток зависит от величины воздушного зазора δ, частоты напряжения питания ω и активного сопротивления обмотки. Характеристика датчика, т. е. зависимость величины тока I от величины воздушного зазора, показана на фиг. II. 14,*б*.

В ходовых конструкциях индуктивных датчиков $R_{ст} \ll \frac{2\delta}{S_м}$, и активное сопротивление обмотки значительно меньше, чем ее индуктивное сопротивление. Если пренебречь величинами $R_{ст}$ и R, то получим упрощенную формулу, применяющуюся при простейших расчетах:

$$I \approx \frac{U\cdot 10^8}{0{,}2\pi\omega w^2 S_м}\,\delta. \tag{II. 16}$$

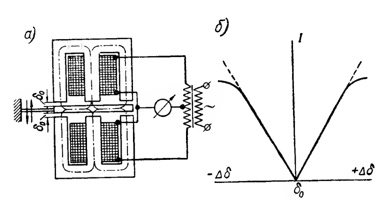
Реальная характеристика индуктивного датчика отличается от идеальной, построенной по формуле (II. 16) и показанной на фиг. II. 14,*б* пунктиром, наличием некоторой нелинейности за счет остаточного тока при нулевом воздушном зазоре ($R_м \neq 0$) и стремлением тока к установившемуся значению $I_у = \frac{U}{R}$ при больших зазорах, когда величина активного сопротивления становится сравнимой с индуктивным ($R \neq 0$).

Индуктивные датчики применяются только на относительно низких частотах (до 3000—5000 *гц*), так как на высоких частотах резко растут потери в стали на перемагничивание и реактивное сопротивление обмотки. Для каждого типа датчика существует какая-то наивыгоднейшая частота, при которой соотношение между активными и реактивными сопротивлениями в схеме будет оптимальным. Для большинства конструкций эта частота лежит в диапазоне 100—1000 *гц*.

2. Дифференциальный индуктивный датчик

Крупными недостатками индуктивного датчика, показанного на фиг. II. 14, являются:

1) Для измерения перемещения якоря в обоих направлениях необходим начальный воздушный зазор δ_0, т. е. и начальный ток I_0.



Фиг. II. 15. Дифференциальный индуктивный датчик.

Это создает неудобство в измерении и значительные погрешности от колебаний температуры и питающего напряжения.

2) Наличие электромеханического усилия притяжения якоря, зависящего от величины воздушного зазора.

От этих недостатков в значительной степени свободен дифференциальный индуктивный датчик, обладающий к тому же вдвое большей чувствительностью. Схема такого датчика, получившего в настоящее время преимущественное распространение, показана на фиг. II. 15,*а*. Применение Ш-образного стального сердечника

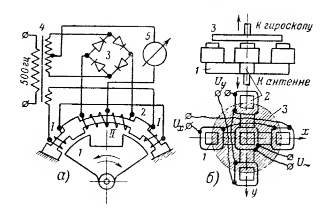
обусловлено удобством сборки катушки и уменьшением габаритов датчика. Для среднего положения якоря такого датчика ток $I_0=0$. При этом погрешности от колебаний температуры и напряжения питания относятся только к изменениям тока, т. е. имеют значительно меньшую величину. Электромеханические усилия, действующие на якорь от двух катушек, в значительной степени взаимно компенсируются практически на всем рабочем диапазоне измеряемых перемещений.

Идеальная (пунктир) и реальная характеристики дифференциального датчика показаны на фиг. II. 15,*б*. При применении фазочувствительных выпрямительных схем дифференциальный датчик может показывать и направление перемещения якоря от нулевого (среднего) положения.

При конструировании индуктивных датчиков следует особое внимание обращать на выбор величины воздушных зазоров. Величина воздушного зазора на одну сторону (δ_0) должна быть примерно вдвое больше максимального хода якоря, чтобы не допускать замыкания стальных частей якоря и магнитопровода. Конструктивные трудности ограничивают минимально возможный воздушный зазор величиной в 0,1 *мм*, поэтому начальный воздушный зазор δ_0 выбирается в пределах 0,2—0,5 *мм*. Верхний предел обусловливается сильным уменьшением чувствительности при $\delta > 0{,}5$ *мм*.

3. Трансформаторный индуктивный датчик

Схема трансформаторного индуктивного датчика, применяющегося в гироскопических устройствах, показана на фиг. II. 16,*а* и состоит из якоря *1*, сердечника *2*, обмоток *I* и *II*, фазочувствительной



Фиг. II. 16. Трансформаторные индуктивные датчики.

схемы *3*, трансформатора *4* и магнито-электрического прибора *5*. При нейтральном положении якоря *1* магнитные потоки, создаваемые намотанными в противоположном направлении обмотками *I*, не создают разностного магнитного потока в измерительной обмот-

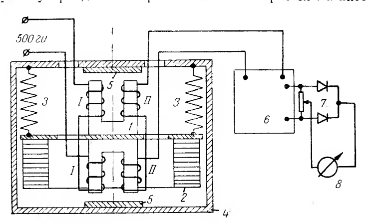
ке *II*, т. е. электродвижущей силы в ней не индуктируется. При смещении якоря от нейтрального положения магнитное сопротивление для потока, создаваемого одной из обмоток *I*, увеличивается, а для потока, создаваемого другой обмоткой *I*, уменьшается. В результате в сердечнике создается разностный переменный магнитный поток и в обмотке *II* появляется переменная электродвижущая сила. Амплитуда этой переменной электродвижущей силы пропорциональна величине смещения якоря от нейтрального положения, а фаза — направлению этого смещения. Если подать эту электродвижущую силу на вход мостовой фазочувствительной схемы *3*, рассмотренной в гл. I, то магнито-электрический прибор *5* на ее выходе будет показывать величину и направление смещения якоря *1*.

Особенностями трансформаторного датчика являются возможность больших перемещений якоря и отсутствие электрической связи между измерительной цепью и цепью электрического питания. Между ними существует только магнитная связь, что во многих случаях является преимуществом. Если подать электродвижущую силу измерительной обмотки на входной усилитель следящего устройства, то сердечник *2* будет следовать за всеми изменениями положения якоря *1*. Этот принцип используется, например, в электрических автопилотах и может быть распространен на важный случай слежения за объектом, положение которого описывается двумя пространственными координатами. Такая задача встречается при стабилизации в пространстве положения антенны радиолокатора, которое сохраняется неизменным по отношению к оси гироскопа, все время направленной на цель.

Принципиальная схема соответствующего устройства показана на фиг. II. 16,*б* и состоит из двух трансформаторных индуктивных датчиков *1* и *2*, расположенных под прямым углом друг к другу и имеющих общий сердечник с одной первичной обмоткой, скрепленный с антенной. Круглый якорь *3* (пунктир), общий для обоих датчиков и обладающий двумя степенями свободы, перемещается управляющим гироскопом. С четырех вторичных обмоток датчиков снимаются два независимых сигнальных напряжения U_x и U_y для двух следящих систем, управляющих наведением на цель.

На фиг. II. 17 показан пример использования трансформаторного индуктивного датчика в качестве акселерометра (измерителя ускорения). Сердечник *1* датчика подвешен вместе с тяжелым грузом *2* на пружинах *3* к корпусу датчика *4*. Магнитные потоки в каждой половине сердечника, создаваемые обмотками *I*, питаемыми переменным напряжением частотой 500 *гц*, замыкаются через воздушные зазоры между сердечником и стальными пластинками *5*, укрепленными на корпусе датчика *4*. Две половины измерительной обмотки *II* намотаны в разные стороны, и поэтому если сердечник неподвижен относительно корпуса и находится в среднем положении, то электродвижущая сила на выходе измерительной обмотки равна нулю. Корпус датчика укреплен на вибрирующей детали и колеблется вместе с ней. При этом подвешенный на пружинах сердечник, обладающий вместе с грузом большой инерцией, стремится

оставаться неподвижным в пространстве. Следовательно, один из зазоров увеличивается, а другой уменьшается, и электродвижущие силы, индуктируемые в двух половинах обмотки *II*, становятся не равными друг другу. На выходе измерительной обмотки появляется разностная электродвижущая сила, пропорциональная измеряемому ускорению. Эта электродвижущая сила подается на вход электронного усилителя *6*, затем выпрямляется с помощью простейшей схемы двухполупериодного выпрямления *7* и измеряется магнито-элек-



Фиг. II. 17. Индуктивный акселерометр.

трическим прибором *8*. Корпус датчика заполняется демпфирующим маслом. Диапазон измеряемых частот примерно 4—250 *гц* при собственной частоте демпфированного груза около 3 *гц*.

4. Индуктивный датчик, реагирующий на направление земного магнитного поля

Такой датчик, получивший широкое распространение в современных дистанционных компасах, схематически изображен на фиг. II. 18. Он состоит из двух одинаковых и параллельно расположенных пермаллоевых стержней с уложенными на них первичными обмотками *I*, питаемыми напряжением $U = U_m \sin \omega t$ частоты ω. Вокруг обоих стержней уложена вторичная сигнальная обмотка *II*. Первичные обмотки на стержнях намотаны в разные стороны, поэтому создаваемые в них одинаковые по величине и противоположные по направлению магнитные потоки Ф не создают в сигнальной обмотке электродвижущей силы:

$$U_{аб} = w_2 \frac{d\Phi}{dt} 10^{-8} = 0.$$

Поместим датчик в земное магнитное поле постоянной напряженности $H_з$, направленное под произвольным углом ψ к осям стержней. Это поле создает в стержнях магнитный поток $\Phi = \Phi_з \cos \psi$.

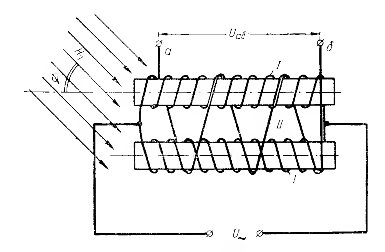
Индуктируемое в сигнальной обмотке напряжение в этом случае равно

$$U_{аб} = w_2 \cdot 10^{-8} \frac{d(B_3 S_c)}{dt} \cos \psi = k_1 \frac{dB_3}{dt} \cos \psi,$$

где $B_з$ — магнитная индукция в стержне, а S_c — площадь его сечения. Но $B_з = \mu H_з$, где μ — магнитная проницаемость материала стержней, т. е.

$$U_{аб} = k_1 H_з \cos \psi \frac{d\mu}{dt}. \qquad (II.17)$$

Если напряжение U, подведенное к первичным обмоткам, равно нулю, то $\mu = \text{const}$ и $U_{аб} = 0$. Иначе обстоит дело при напряжении $U \neq 0$. Для уяснения процессов, происходящих в этом случае, об-



Фиг. II. 18. Датчик дистанционного компаса

ратимся к фиг. II. 19, где показана зависимость магнитной индукции B от напряженности H намагничивающего поля, определяемой величиной U, т. е. меняющейся с частотой ω. Пермаллой обладает способностью насыщаться в относительно слабых магнитных полях, т. е. уже при небольшой величине напряжения U. При этом величина магнитной проницаемости $\mu = \frac{dB}{dH}$ от точки *1* падает почти до нуля (точка *2*). Так как магнитная проницаемость не меняется по знаку, то за один период T изменения напряжения U укладываются (фиг. II. 19,*б*) два периода изменения μ. Следовательно, магнитная проницаемость стержней меняется с частотой, вдвое большей, чем частота питающего напряжения U:

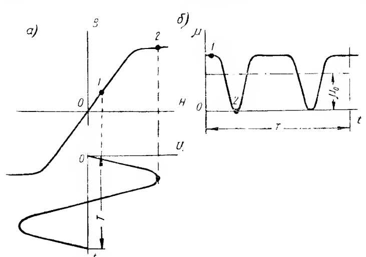
$$\mu \approx \mu_0 + k_2 \cos 2\omega t \neq \text{const}.$$

Подставляя это значение в выражение (II. 17), получим для напряжения сигнала окончательно

$$U_{аб} = (kH_з \cos\psi) \sin 2\omega t = U_{аб\,m} \sin 2\omega t, \qquad (II.18)$$

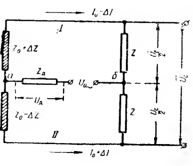
где k — постоянный коэффициент.

Из уравнения (II. 18) видно, что амплитуда переменного напряжения $U_{аб\,m}$ сигнала датчика зависит от $\cos\psi$, т. е. от положения



Фиг. II. 19. Графики процессов в стержнях датчика дистанционного компаса.

стержней по отношению к направлению магнитного поля Земли. При $\psi = 0$ $\cos\psi = 1$, и напряжение сигнала максимально; при $\psi = 90°$ $\cos\psi = 0$, и напряжение сигнала равно нулю. При изменении ψ от 0 до 360° напряжение сигнала меняется по косинусоидальному закону и характеризует положение стержней относительно магнитного меридиана. Этот принцип и используется в современных дистанционных компасах. Явление модулирования постоянного магнитного поля переменной магнитной проницаемостью нашло применение и в ряде других устройств, например, в дистанционных передачах и т. п., поэтому мы еще вернемся к нему в следующих главах.



Фиг. II. 20. Схема к примеру 5.

Пример расчета 5. Рассчитать мостовую схему с дифференциальным индуктивным датчиком (фиг. II. 20), работающую на вход электронного усилителя, если известны полное сопротивление Z_0 каждой катушки датчика,

напряжение U_0 источника питания и экспериментально снятая характеристика датчика $\Delta Z = f(\delta)$, где δ — перемещение якоря и $\Delta Z \ll Z_0$. Воспользовавшись тем, что $\Delta Z \ll Z_0$, выполним расчет по методу В. Н. Мильштейна (§ I. 1).

Решение. 1) Положим вначале, что дополнительное сопротивление $Z_д = 0$, т. е. рассчитаем схему на напряжение $U = U_0 - U_д$, приложенное в точках a и $б$. Если начальный ток в ветвях I и II схемы при $\Delta Z = 0$ был I_0, то при $\Delta Z \neq 0$ в первой ветви он станет равным $I_0 - \Delta I$, а во второй ветви $I_0 + \Delta I$. Тогда для обеих ветвей можно составить общее равенство

$$U = (Z_0 + \Delta Z)(I_0 - \Delta I) - \frac{U_с}{2} = (Z_0 - \Delta Z)(I_0 + \Delta I) + \frac{U_с}{2},$$

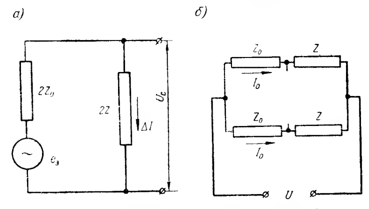
где $U_с$ — искомое напряжение сигнала на входе электронного усилителя. Отсюда получим

$$2\,\Delta Z I_0 - 2\Delta I Z_0 - U_с = 0$$

или, обозначая $2\Delta Z I_0 = e_э$,

$$e_э = U_с + 2\Delta I Z_0. \qquad (I)$$

2) Если схема работает на электронный усилитель, т. е. на практически бесконечно большое сопротивление, то для нахождения ΔI можно по принципу наложения воспользоваться эквивалентной схемой фиг. II. 21, a, из которой находим



Фиг. II. 21. Эквивалентные схемы к примеру 5.

$$U_с = \Delta I 2Z \quad \text{или} \quad \Delta I = \frac{U_с}{2Z}. \qquad (II)$$

3) Для сбалансированого моста ($\Delta Z = 0$) по схеме фиг. II. 21, $б$ можно найти

$$I_0 = \frac{U}{Z_0 + Z}, \qquad (III)$$

откуда

$$e_э = 2\Delta Z I_0 = 2U\frac{\Delta Z}{Z_0 + Z}. \qquad (IV)$$

4) Решая равенства (I), (II) и (IV) совместно, получим

$$U_с = 2U\frac{\Delta Z Z}{(Z_0 + Z)^2}. \qquad (V)$$

Для определения наивыгоднейшей величины Z возьмем производную от полученного выражения по Z и приравняем ее нулю:

$$\frac{dU_c}{dZ}=2U\Delta Z\left[\frac{(Z_0+Z)^2-2Z(Z_0+Z)}{(Z_0+Z)^4}\right]=0.$$

Отсюда условие получения максимального напряжения сигнала будет $Z=Z_0$. Подставляя это значение в равенство (V), получим

$$U_c=\frac{U}{2}\frac{\Delta Z}{Z_0}. \qquad \text{(VI)}$$

5) Принимая величину тока I_0 равной максимально допустимому по условиям нагрева току I_{0m}, в обмотках датчика, найдем величину необходимого напряжения на мосте

$$U=I_{0m}\,2Z_0=U_m.$$

Отсюда величина необходимого дополнительного сопротивления

$$Z_д=\frac{U_0-U_m}{2I_{0\,m}},$$

а выходное напряжение сигнала

$$U_c=I_{0\,m}\Delta Z=\frac{U_m}{2Z_0}\Delta Z. \qquad \text{(II.19)}$$

Теперь, имея характеристику датчика $\Delta Z=f(\delta)$, можно определить и зависимость $U_c=\varphi(\delta)$ напряжения сигнала от перемещения якоря датчика.

§ II.3. МЕТОД ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЕМКОСТИ

1. Принцип действия

Емкостные датчики получили относительно небольшое распространение вследствие необходимости применения сложной аппаратуры и трудности наладки и регулирования измерительных схем с емкостными датчиками. Наибольшее применение они получили для измерения перемещений, размеров деталей и частоты, хотя в отдельных случаях используются и для других целей (измерение величины ускорений, количества топлива бензобаков и т. п.). Достоинствами емкостных датчиков являются большая чувствительность, относительно малый вес и габариты и почти полное отсутствие электромеханических сил притяжения пластин датчиков. К числу их существенных недостатков следует отнести: а) необходимость усиления снимаемого сигнала; б) влияние паразитных емкостей и посторонних электрических полей, т. е. необходимость тщательной экранировки; в) необходимость источника напряжения высокой частоты.

Использование емкостных датчиков на промышленной частоте практически невозможно. Действительно, емкость основного типа переменного конденсатора — воздушного — без значительного увеличения его габаритов трудно получить более 100—200 *мкмкф*. Сопротивление же конденсатора с емкостью $C=100$ *мкмкф* на промышленной частоте $f=50$ *гц* уже настолько велико:

$$X_c=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\cdot 3{,}14\cdot 50\cdot 100\cdot 10^{-12}}\approx 30\cdot 10^6\ ом,$$

что исключает возможность его практического применения для измерительных целей из-за сильного влияния при этом паразитных параметров (утечка и т. п.).

Емкость всякого конденсатора зависит от трех основных параметров — площади пластин S, расстояния между пластинами δ и диэлектрической постоянной ε. Датчики с переменной величиной диэлектрической постоянной встречаются редко. В наиболее распространенных типах датчиков используется зависимость электрической емкости C от расстояния между пластинами (фиг. II. 22,*а* и *б*) и от площади взаимодействия пластин (фиг. II. 22,*в* и *г*).

Емкость плоского конденсатора, изображенного на фиг. II. 22,*а*, выражается зависимостью

$$C_0 = \frac{\varepsilon S}{4\pi\delta}. \qquad \text{(II. 20)}$$

Если перемещение пластин x мало по сравнению с начальным расстоянием δ, то нелинейную зависимость (II. 20) можно считать приближенно линейной. Действительно,

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi(\delta - x)} = \frac{\varepsilon S}{4\pi\delta\left(1 - \frac{x}{\delta}\right)}.$$

Умножая и деля это выражение на $\left(1 + \frac{x}{\delta}\right)$ и пренебрегая в знаменателе членом $\left(\frac{x}{\delta}\right)^2$ по малости, получим

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi\delta}\left(1 + \frac{x}{\delta}\right) = C_0 + \frac{C_0}{\delta}x. \qquad \text{(II. 21)}$$

Обычно для приближения характеристики к линейной величину x на основании (II. 21) выбирают очень малой.

Для увеличения чувствительности плоского емкостного датчика применяют дифференциальную конструкцию с подвижной средней пластиной, показанную на фиг. II. 22,*б*. При перемещении средней пластины емкость одной половины такого датчика возрастает, а емкость другой половины уменьшается, т. е. чувствительность по сравнению с простым датчиком удваивается.

Примеры датчиков с величиной емкости, зависящей от площади взаимодействия пластин, показаны на фиг. II. 22,*в* и *г*. Емкость конденсатора, изображенного на фиг. II. 22,*в*, равна

$$C = \frac{S_m \varepsilon}{4\pi\delta}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) \qquad \text{(II. 22)}$$

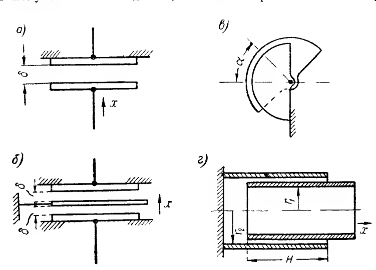
и линейно зависит от угла α поворота одной пластины относительно другой, что является крупным преимуществом. В формуле (II. 22) S_m — площадь взаимодействия между пластинами при $\alpha = 0$. Емкость конденсатора, изображенного на фиг. II. 22,*г*, также ли-

нейно зависит от осевого перемещения внутреннего цилиндра и выражается формулой

$$C=\frac{\varepsilon H}{\ln\frac{r_2}{r_1}}, \tag{II.23}$$

где H — глубина погружения внутреннего цилиндра во внешний; r_1 — радиус внутреннего и r_2 — радиус наружного цилиндров.

Другим преимуществом этого конденсатора является возможность получения большей общей емкости при меньших габаритах,



Фиг. II.22. Типы емкостных датчиков.

чем у других типов. Чувствительность конденсатора с поворотными пластинами иногда увеличивают за счет увеличения числа пластин. Выбором формы пластин можно добиваться любой формы зависимости C от α.

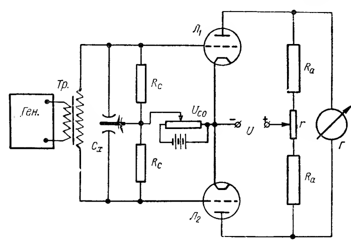
2. Схемы емкостных датчиков

Наибольшее распространение получили схемы емкостных датчиков — *мостовая, резонансная* и *схема на биениях.*

1) Мостовая схема, плечи которой составлены из двух постоянных сопротивлений R_a и двух электронных ламп, показана на фиг. II.23. Схема через трансформатор питается от генератора *Ген.* высокой частоты. При среднем положении подвижной пластины дифференциального емкостного датчика C_x потенциалы на сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$, создаваемые падением напряжения на сопротивлениях R_c, одинаковы, т. е. внутренние сопротивления обеих ламп также одинаковы. При этом мост уравновешен, и гальванометр $Г$ покажет отсутствие тока в измерительной диагонали. Реохорд r

служит для регулирования начального равновесия моста при неидентичных характеристиках электронных ламп. Постоянным напряжением смещения U_{c0} устанавливается необходимое начальное положение (на линейной части характеристики) рабочих точек одновременно обеих ламп. При смещении средней пластины C_x от нейтрального положения потенциал на сетке одной лампы увеличивается, а на сетке другой — уменьшается. Мост разбалансируется, и гальванометр даст отклонение, пропорциональное перемещению подвижной пластины емкостного датчика. Применение электронных ламп повышает чувствительность схемы.

2) Резонансная схема показана на фиг. II. 24,*а*. Генератор *1* высокой частоты питает индуктивно связанный с ним контур, состоя-

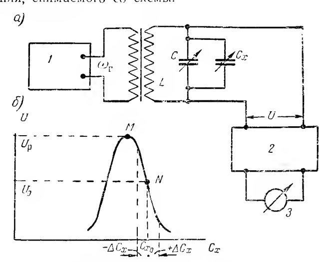


Фиг. II. 23. Мостовая схема с емкостным датчиком.

щий из катушки самоиндукции, переменного конденсатора настройки C и емкостного датчика C_x. Напряжение U, снимаемое с контура, усиливается усилителем *2* и измеряется гальванометром *3*. С помощью конденсатора настройки контур при среднем положении подвижной пластины емкостного датчика настраивается на частоту, близкую к резонансной с частотой генератора, так чтобы напряжение, снимаемое с контура, равнялось примерно половине напряжения при резонансе U_p. При этом рабочая точка N характеристики схемы, показанной на фиг. II. 24,*б*, находится на линейной части половины резонансной кривой. Этим обеспечивается линейная зависимость и однозначность показаний гальванометра в функции от изменения емкости ΔC_x датчика при перемещении его подвижной пластины и, кроме того, достигается устойчивость работы схемы. По этим соображениям положение рабочей точки в точке N выгоднее, чем в точке M, хотя напряжение на выходе схемы и будет вдвое меньше.

Работой на резонансном участке характеристики достигается высокая чувствительность схемы. Небольшое изменение положения

подвижной пластины датчика вызывает резкое изменение выходного напряжения, снимаемого со схемы.

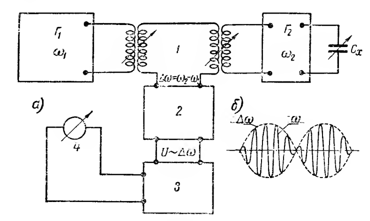


Фиг. II. 24. Резонансная схема с емкостным датчиком.

Параметры контура L—C, C_x при известной емкости C_x датчика и при пренебрежении величиной активного сопротивления катушки индуктивности могут быть легко выбраны из условия резонанса

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_x)}} = \omega_г, \qquad \text{(II. 24)}$$

где ω_0— частота резонанса контура, равная частоте $\omega_г$ генератора, питающего схему.



Фиг. II. 25. Схема на биениях с емкостным датчиком.

3) Схема на биениях, приведенная на фиг. II. 25, работает следующим образом. Два генератора $Г_1$ и $Г_2$ подают высокочастотные

колебания на индуктивно связанный с ними смесительный контур *1*. Частота ω_1 генератора Γ_1 строго постоянна. Частота ω_2 генератора Γ_2 при среднем положении подвижной пластины датчика C_x равна частоте ω_1 генератора Γ_1. При изменении емкости C_x частота ω_2 меняется очень незначительно, и от генератора Γ_2 в смесительный контур подаются колебания с частотой, отличающейся от частоты генератора Γ_1 на величину $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$, пропорциональную изменению C_x. В смесительном контуре при этом, помимо колебаний частот ω_1 и ω_2, появляются колебания разностной частоты $\Delta\omega$ (биения), значительно отличающейся по величине от частот ω_1 и ω_2. Колебания высокой частоты как бы модулируются колебаниями частоты $\Delta\omega$, как показано на фиг. II. 25,*б*. Напряжение со смесительного контура подается на вход частотно-амплитудного демодулятора *2*, где колебания частоты $\Delta\omega$ отделяются от высокочастотных колебаний и преобразуются так, что выходное напряжение демодулятора будет пропорционально разностной частоте $\Delta\omega$. Это напряжение усиливается усилителем *3* и затем измеряется гальванометром *4*.

Принципиальным преимуществом метода является возможность измерения относительно небольших абсолютных изменений частоты (т. е. и емкости) при высоком значении частоты питающего напряжения. В самом деле, если бы мы измеряли не абсолютное изменение частоты $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$, а относительное (при применении обычной схемы с одним высокочастотным генератором) $\frac{\Delta\omega}{\omega_г}$, то его трудно было бы измерить (по малости) либо понадобились бы бо́льшие величины $\Delta\omega$, а значит, и значительное изменение емкости C_x, что практически неосуществимо. Использовать же низкую частоту $\omega_г$ напряжения питания для увеличения отношения $\frac{\Delta\omega}{\omega_г}$ для емкостных датчиков, как мы уже видели, невыгодно. Вследствие указанных особенностей метод биений получил также широкое применение в схемах точного измерения частоты.

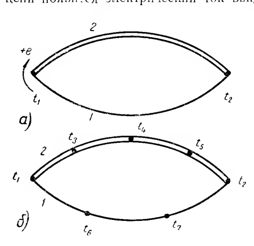
§ II.4. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МЕТОД

1. Принцип действия

Термоэлектрический метод получил широкое применение для точного измерения и регулирования высоких (от 100 до 2000° С) температур. Особенно широко он используется в теплоэнергетике и металлургии для контроля и автоматического регулирования большинства тепловых процессов. В авиации термоэлектрический метод применяется для измерения температур головок цилиндров авиационного двигателя, выхлопных газов и т. п. Особую роль термоэлектрический метод играет в контроле режима работы современных реактивных двигателей. Крупными преимуществами метода, помимо возможности измерения высоких температур, являются ма-

лая инерционность, простота и очень малые габариты датчиков, называемых обычно термопарами.

Принцип действия термопары основан на явлении термоэлектрического эффекта, открытом в 1756 г. русским академиком Ф. У. Эпинусом. Это явление заключается в том, что если соединить концами два разнородных по материалу проводника *1* и *2* (фиг. II. 26) и поместить места соединений в среды с разными температурами t_1 и t_2, то в полученной таким образом электрической цепи появится электрический ток ввиду наличия термоэлектродвижущей силы E. Эта термоэлектродвижущая сила пропорциональна по величине разности $t_1—t_2$ температур двух концов электрической цепи и зависит от материалов обоих проводников. Термоэлектрические свойства различных металлов были впервые подробно исследованы в середине XIX века русским ученым М. П. Авенариусом. Величина термоэлектродвижущей силы, а значит, и разности температур t_1 и t_2 может быть измерена чувствительным гальванометром, шкала которого отградуирована непосредственно в градусах температуры. Такие термометры имеют малые габариты, просты по устройству, надежны в эксплуатации, не требуют усиления и обеспечивают достаточную точность измерения высоких и быстро меняющихся температур.



Фиг. II. 26. Термоэлектрическая цепь.

2. Основные свойства термоэлектрической цепи

Термоэ. д. с., создаваемую проводниками *1* и *2* под действием разности температур t_1 более нагретого конца (так называемого «горячего спая») и t_2 менее нагретого конца (так называемого «холодного спая»), обозначим так:

$$E=(e_{12})_{t_1}^{t_2}.$$

Ее положительным направлением будем считать направление в точке горячего спая от проводника, указанного в индексе первым, к проводнику, указанному в индексе вторым (фиг. II. 26,*а*).

Любая термопара характеризуется следующими основными свойствами:

1) Абсолютная величина термоэ. д. с. не зависит ни от распределения температур вдоль однородных проводников (фиг. II. 26,*б*), ни от порядка ее отсчета или в принятых условных обозначениях

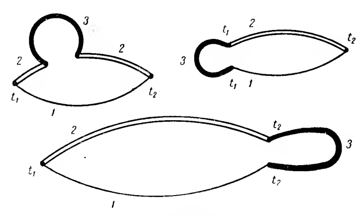
$$E=(e_{12})_{t_1}^{t_2}=-(e_{12})_{t_2}^{t_1}=-(e_{21})_{t_1}^{t_2}. \qquad (II. 25)$$

Это означает, что величина термоэ. д. с. не изменится, если, например, нагревать какую-то произвольную точку проводника, не меняя при этом температур горячего и холодного спаев.

2) Величина термоэ. д. с. не изменится при любом включении произвольного третьего проводника в разрыв термоцепи. Примеры различных возможных вариантов включения третьего проводника в термоцепь показаны на фиг. II. 27.

Из второго свойства следует ряд практически важных положений, а именно:

а) Соединение горячих концов (горячий спай) термоцепи возможно не только их свариванием, но и пайкой, при которой между термоэлектродами оказывается припой (третий проводник). Это во многих случаях может облегчить технологию изготовления термопар.



Фиг. II. 27. Способы включения третьего проводника в термоэлектрическую цепь.

б) Включение измерительного прибора в любое место термоцепи не повлияет на величину термоэ. д. с., которая, таким образом, легко может быть измерена.

в) Для сравнения различных термоэлектродных материалов между собой можно определять их термоэ. д. с. по отдельности в паре с каким-нибудь эталонным материалом (обычно платина). Тогда для двух разных термоэлектродных материалов термоэ. д. с. подсчитывается как разность термоэ. д. с. каждого материала в паре с платиной. Для пояснения этого положения предположим, что каждый из трех проводников на фиг. II. 28,*а* имеет где-то в промежуточной точке температуру t_0. По свойству первому это вполне допустимо.

Такую систему можно заменить, как это показано на фиг. II. 28,*б*, тремя отдельными последовательно соединенными термопарами с одинаковой температурой t_0 холодных спаев и температурами горячих спаев соответственно t_1, t_2, t_2. Тогда общую термоэ. д. с.

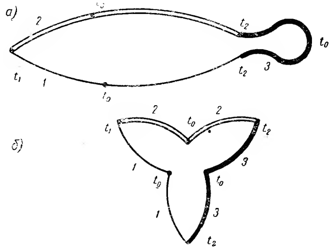
цепи E можно, очевидно, подсчитать как сумму термоэ. д. с. отдельных термопар

$$E=(e_{1\,2})_{t_1}^{t_0}+(e_{2\,3})_{t_2}^{t_0}+(e_{3\,1})_{t_2}^{t_0}. \qquad (I)$$

Так как температура t_0 может быть выбрана произвольно, то примем ее равной t_1, тогда

$$E=(e_{1\,2})_{t_1}^{t_1}+(e_{2\,3})_{t_2}^{t_1}+(e_{3\,1})_{t_2}^{t_1}. \qquad (II)$$

Учитывая теперь, что в написанном равенстве первый член из-за отсутствия разности температур ($t_1-t_1=0$) равен нулю и что по



Фиг. II. 28. Эквивалентные преобразования термоэлектрической цепи.

первому свойству от изменения направления отсчета изменится только знак слагаемых термоэ. д. с., его можно записать так:

$$E=(e_{2\,3})_{t_2}^{t_1}-(e_{1\,3})_{t_2}^{t_1}. \qquad (III)$$

Если же положить в равенстве (I) $t_0=t_2$, то аналогично можно доказать и справедливость второго свойства:

$$E=(e_{1\,2})_{t_1}^{t_2}+(e_{2\,3})_{t_2}^{t_2}+(e_{3\,1})_{t_2}^{t_2}=(e_{1\,2})_{t_1}^{t_2}. \qquad (IV)$$

Сопоставляя равенства (III) и (IV), получим окончательно

$$(e_{1\,2})_{t_1}^{t_2}=(e_{2\,3})_{t_2}^{t_1}-(e_{1\,3})_{t_2}^{t_1}=(e_{3\,1})_{t_2}^{t_1}-(e_{3\,2})_{t_2}^{t_1}. \qquad (II.26)$$

На основании этого равенства табличные характеристики термоэ. д. с. термоэлектродных материалов даются всегда в паре с эталонным материалом (платина) при определенных значениях температур t_1 и t_2. Величины табличных температур выбираются

обычно $t_1=100°$ C и $t_2=0°$ C. Например, термоэ. д. с. медь-константановой термопары легко подсчитывается по табл. II. 1: $e_{Cu, Ko} = e_{Cu} - e_{Ko} = +0{,}76 - (-3{,}5) = 4{,}26$ *мв* на 100° C при $t_2=0°$ C.

Таблица II. 1

Термоэ. д. с. основных термоэлектродных материалов в паре с платиной при $t_1=100°$C и $t_2=0°$C

Материал	Термоэ. д. с. в *мв*
Платина (Pt)	0,0
Хромель (89% Ni, 9,8% Cr, 1% Fe, 0,2% Mn)	+2,9
Железо (Fe)	+1,65
Медь (Cu)	+0,76
Платинородий (90% Pt, 10% Rh)	+0,64
Алюмель (94% Ni, 2,5% Mn, 2% Al, 1% Si, 0,5% Fe)	—1,2
Константан (60% Cu, 40% Ni)	—3,5
Копель (55% Cu, 45% Ni)	—4,0

При точных измерениях следует учитывать, что величина термоэ. д. с. лишь приближенно линейно зависит от измеряемой температуры. Поэтому для точного определения температуры по величине термоэ. д. с. необходимо пользоваться градуировочными таблицами, обозначения которых указаны в табл. II. 2. Достоинство термопары характеризуется не только ее термоэ. д. с., но и эксплуатационными качествами, а также дешевизной. Все эти факторы следует учитывать при выборе термопары для конкретного измерения.

Таблица II. 2

Характеристики наиболее распространенных термопар

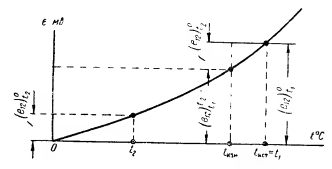
Термопара	Обозначение градуировки по ГОСТ 3044—45	Термоэ. д. с. в *мв* при $t_1=100°$C и $t_2=0°$C	Длительно измеряемая температура в °C	Применение
Платина-платинородий	ПП	0,64	1300	Эталон
Хромель-алюмель	ХА	4,10	1000	Промышленность
Хромель-копель	ХК	6,95	600	Авиация
Железо-константан	Отменена	5,15	600	Промышленность (в настоящее время не выпускаются)
Железо-копель	ЖК	5,75	600	
Медь-копель	МК	4,75	350	

3. Особенности измерения термоэ.д.с.

Градуировочные таблицы термопар снимаются при температуре холодного спая $t_2=0$. Практически же при измерениях температуры выдержать это условие трудно, и температура холодного спая имеет какое-то другое значение t_2. Следовательно, по измеренной величине термоэ. д. с. нельзя непосредственно определить измеряемую температуру, а необходимо вначале найти истинное значение термоэ. д. с., которое соответствует данному значению измеряемой температуры:

$$(e_{1\,2})_{t_1}^{0}=(e_{1\,2})_{t_1}^{t_2}+(e_{1\,2})_{t_2}^{0}, \qquad (II.27)$$

где величина $(e_{12})_{t_2}^{0}$ называется поправкой на температуру холодного спая. При точных измерениях эту поправку для известной температуры t_2 находят по градуировочной кривой (фиг. II. 29)



Фиг. II. 29. Поправка на температуру холодного спая.

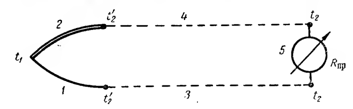
или по соответствующей градуировочной таблице термопары и уже затем по истинному значению термоэ. д. с. определяют величину истинной температуры. При грубых измерениях, считая термоэ. д. с. линейно зависящей от температуры, эту поправку вводят, непосредственно добавляя температуру холодного спая к температуре, отсчитанной по шкале прибора:

$$t_{ист}=t_{изм}+t_2.$$

Поправка на температуру холодного спая в этом случае может вводиться либо непосредственно в показания прибора, либо автоматическим биметаллическим корректором, либо установкой перед началом измерения стрелки прибора с помощью механического корректора на температуру (по шкале) окружающей среды.

Для отнесения измерительного прибора *5* от места измерения при ограниченной длине термопары *1—2* часто применяют так называемые компенсационные провода *3—4*, соединяющие термопару с измерительным прибором, как это показано на фиг. II. 30. Если термопара изготовлена из дешевого материала, то и компенсационные провода необходимой длины изготовляются из того же материала. Если термопара изготовлена из дорогих (благородных)

металлов, то компенсационные провода изготовляются из более дешевых материалов, но имеющих в паре ту же термоэ. д. с., что и основные материалы. Обычно это легко сделать, так как перепад температуры вдоль компенсационных проводов не превышает диапазона 0—100° С, в котором характеристики очень многих термоэлектродных материалов близки друг к другу. Если за неимением специальных компенсационных проводов заменить их двумя медными, то это означает, что точка холодного спая, на температуру которой необходимо вносить поправку, попрежнему находится у концов t_2' основной термопары. Это представляет значительные неудобства из-за неопределенности температуры концов короткой



Фиг. II. 30. Введение компенсационных проводов.

основной термопары, нагревающихся при помощи теплоотвода от места измерения. Поэтому такой способ рекомендуется применять только в крайних случаях.

4. Способ непосредственного измерения температуры

Для непосредственного измерения температуры с помощью термопар применяются чувствительные милливольтметры, т. е. магнито-электрические гальванометры с достаточно большим (порядка 100 *ом*) собственным сопротивлением, снабженные температурной, а иногда и милливольтовой шкалой. Такой прибор измеряет не полную величину термоэ. д. с. E, а только падение напряжения $U_{пр}$ на его внутреннем сопротивлении $R_{пр}$. Следовательно, такой прибор должен градуироваться вместе с той термопарой, с которой он нормально работает, и с вполне определенным значением внешнего по отношению к нему сопротивления $R_{вн}$ термоэлектрической цепи.

Действительно, ток в милливольтметре

$$I_{пр} = \frac{E}{R_{пр} + R_{вн}},$$

где под $R_{вн}$ понимается (фиг. II. 30) сумма сопротивлений самой термопары, компенсационных проводов, переходных контактов и т. п. Следовательно, показания прибора зависят не только от величины E, но и от $R_{пр}$ и $R_{вн}$. Обычно значения величин $R_{пр}$, $R_{вн}$ и обозначение градуировки необходимой термопары указываются на шкале термоэлектрического милливольтметра. Если измерительный

прибор имеет милливольтовую шкалу, то по напряжению на его зажимах

$$U_{пр} = \frac{E}{R_{пр}+R_{вн}} R_{пр} \ [мв]$$

можно определить величину термоэ. д. с. любой термопары:

$$E = \frac{U_{пр}(R_{пр}+R_{вн})}{R_{пр}} \quad (II. 28)$$

и по градуировочной таблице определить искомую температуру. Если же прибор имеет только температурную шкалу, то он пригоден лишь в комбинации с той термопарой и $R_{вн}$, с которыми он градуировался. Если при измерении $R_{вн}$ не соответствует градуировочному (например, при отсутствии или дополнительном удлинении компенсационных проводов), то необходимо либо ввести дополнительное подгоночное сопротивление, либо учесть погрешность в измерении за счет изменения $R_{вн}$. Если обозначить градуировочное значение внешнего сопротивления через $(R_{вн})_0$ и соответствующий ток через $(I_{пр})_0$, то относительную погрешность в измерении можно определить следующим образом:

$$\Delta I_{пр} = (I_{пр})_0 - I_{пр} = E\left[\frac{1}{(R_{вн})_0 + R_{пр}} - \frac{1}{R_{вн}+R_{пр}}\right],$$

где

$$(I_{пр})_0 = \frac{E}{(R_{вн})_0 + R_{пр}},$$

откуда

$$\frac{\Delta I_{пр}}{(I_{пр})_0} = \frac{R_{вн} - (R_{вн})_0}{R_{вн}+R_{пр}} 100\%. \quad (II. 29)$$

Эта погрешность может возникнуть и за счет изменения $R_{вн}$ под действием температуры окружающей среды.

Пример 6. Измерение температуры производилось милливольтметром с температурной и милливольтовой шкалой с собственным сопротивлением $R_{пр}=165$ *ом*. При этом стрелка милливольтметра показала 30 *мв* по милливольтовой и 800° С по температурной шкале. Температура окружающего воздуха равнялась 20°С. На шкале прибора указана величина градуировочного сопротивления $R_{вн}=15$ *ом*. Тип необходимой термопары неизвестен, и измерение выполнялось хромель-копелевой термопарой, обладавшей вместе с компенсационными проводами сопротивлением $R_{вн}=10$ *ом*. Необходимо определить истинную величину измеряемой температуры $t_{ист}$ и тип термопары, с которой градуировался прибор.

Решение: 1) По формуле (II. 28) величина измеренной прибором термоэ. д. с. равна

$$E_{изм} = \frac{U_{пр}(R_{пр}+R_{вн})}{R_{пр}} = \frac{30(165+10)}{165} = 31,8 \ мв.$$

Для получения истинной величины термоэ. д. с. необходимо добавить сюда поправку на температуру холодного спая:

$$t_2 \frac{e}{100} = 20\frac{6,9}{100} = 1,38 \ мв,$$

где e — величина термоэ. д. с. на 100° С для хромель-копелевой термопары, равная (по табл. II.2) 6,9 *мв*. Следовательно, $E_{ист}=31,8+1,38=33,18$ *мв*, откуда истинная величина измеряемой температуры равна

$$t_{ист}=\frac{E_{ист}\cdot 100}{e}=\frac{33,18\cdot 100}{6,9}=484^\circ \text{C}.$$

2) Найдем величину e_x, т. е. термоэ. д. с. на 100° С термопары, при которой показания прибора по температурной шкале были бы правильны. Это можно сделать из равенства

$$t_{изм}\frac{e_x}{100}=E_{изм}=\frac{U_{пр}(R_{пр}+R_{вн})}{R_{пр}},$$

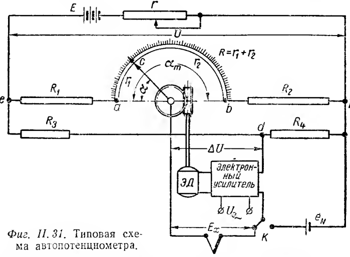
откуда

$$e_x=\frac{100\,U_{пр}(R_{пр}+R_{вн})}{t_{изм}R_{пр}}=\frac{100\cdot 30(165+15)}{800\cdot 165}\approx 4,1 \text{ мв на } 100^\circ\text{C}.$$

Это значение по табл. II.2 соответствует хромель-алюмелевой термопаре.

5. Компенсационный метод измерения температуры

Компенсационный метод подробно рассмотрен в главе I. В этом методе при измерении мощность от датчика не потребляется, т. е. измеряется не падение напряжения на приборе, а полная величина термоэ. д. с. термопары (с учетом поправки на температуру холод-



Фиг. II. 31. Типовая схема автопотенциометра.

ного спая). Естественно, что в этом случае величина сопротивлений термопары, компенсационных проводов, измерительного устройства и т. п. не оказывает влияния на результат измерения. Точность измерения значительно выше, чем при измерении с помощью милливольтметра. С помощью компенсационного метода легко осуществляется не только измерение, но и автоматическое регулирование высоких температур. Применяемые в современной технике электронные автоматические потенциометры основаны на компенсационном методе и широко используются для контроля и записи высоких температур. Типовая схема такого автопотенциометра показана на фиг. II. 31. Ее работа принципиально не отличается

от работы схемы фиг. I. 21, и мы на ней останавливаться не будем. Отличием от обычной компенсационной схемы является лишь включение электронного усилителя (вместо нулевого гальванометра) и термопары (источника компенсируемой электродвижущей силы) в диагональ мостовой схемы, образованной сопротивлениями R_1, R_2, R_3 и R_4.

Предположим, что э. д. с. термопары (E_x) линейно зависит от измеряемой температуры t_x, т. е. $E_x=\frac{e}{100}t_x$, и что автопотенциометр должен иметь шкалу от 0 до t_m °C, т. е. должен измерять термоэ. д. с. от 0 до E_m. Найдем необходимую при этом величину сопротивления реохорда R. Нулевое положение по шкале движка реохорда (точка a) соответствует $E_x=0$, т. е. равновесию мостовой схемы. Условием же равновесия будет

$$R_1R_4=(R_2+R)R_3,$$

откуда

$$R=R_1\frac{R_4}{R_3}-R_2. \tag{II. 30}$$

Абсолютные величины сопротивлений плеч моста определяют входное сопротивление компенсационной схемы и для заданной чувствительности компенсационной схемы могут быть выбраны в соответствии с формулой (I. 30). Для упрощения предположим, что $R_2=R_3=R_4=R_0$. Тогда

$$R_1=R_0+R.$$

Напряжение ΔU в диагонали моста при произвольном положении движка реохорда может быть найдено следующим образом:

$$\Delta U=U_{df}-U_{cf}=U\frac{R_4}{R_3+R_4}-U\frac{R_2+(R-r_1)}{R_2+(R-r_1)+R_1+r_1}$$

или, подставляя значения сопротивлений R_1, R_2, R_3 и R_4:

$$\Delta U=U\frac{R_0}{R_0+R_0}-U\frac{R_0+(R-r_1)}{R_0+(R-r_1)+R_0+R+r_1}=\frac{U}{2}\frac{r_1}{R_0+R}. \tag{II. 31}$$

Напряжение ΔU_m в крайнем правом положении движка реохорда должно быть равно максимальной величине измеряемой термоэ. д. с. (E_m). При этом $r_1=R$, т. е.

$$\Delta U_m=\frac{U}{2}\frac{R}{R_0+R}=E_m,$$

откуда

$$R=\frac{2E_m}{U-2E_m}R_0. \tag{II. 32}$$

По этой формуле, зная R_0, U и E_m, легко определить необходимую величину сопротивления R реохорда.

Найдем теперь уравнение шкалы автопотенциометра, т. е. зависимость угла поворота α его движка от величины измеряемой температуры t_x.

Если угол раствора реохорда α_m, то при равномерной его намотке угол α пропорционален сопротивлению r_1:

$$\alpha = \frac{\alpha_m}{R} r_1, \tag{II. 33}$$

где сопротивление r_1 можно найти из (II. 31):

$$r_1 = \frac{2\Delta U}{U}(R_0 + R).$$

Следовательно,

$$\alpha = \frac{2\alpha_m \Delta U}{U}\left(1 + \frac{R_0}{R}\right),$$

а подставляя значение R из формулы (II. 32), получим

$$\alpha = \frac{2\alpha_m \Delta U}{U}\left(1 + \frac{1}{\frac{2E_m}{U - 2E_m}}\right) = \frac{\alpha_m \Delta U}{E_m}.$$

Для выполнения условия компенсации напряжение ΔU при произвольном положении движка реохорда должно быть равно измеряемой термоэ. д. с., т. е.

$$\Delta U = E_x = \frac{e}{100} t_x,$$

где e — термоэ. д. с. термопары на 100° С (по табл. II. 2).

Подставляя это значение ΔU в выражение для угла α, получим окончательное уравнение шкалы автопотенциометра

$$\alpha = \frac{e}{100} \frac{\alpha_m}{E_m} t_x, \tag{II. 34}$$

где все величины, кроме температуры t_x, постоянны. Следовательно, шкала автопотенциометра линейна на всем своем протяжении.

В автопотенциометрах часто применяется автоматическая компенсация погрешности за счет температуры холодного спая. Для этого сопротивление R_3 изготовляют из материала с большим положительным температурным коэффициентом (например, из никеля). Тогда уменьшение термоэ. д. с. термопары вследствие увеличения температуры окружающей среды будет автоматически компенсироваться уменьшением напряжения ΔU, снимаемого с диагонали моста (вследствие увеличения R_3), и движок реохорда при этом не изменит своего положения.

§ II. 5. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МЕТОД

1. Явление фотоэффекта

Открытие явления фотоэффекта, его теоретическое обоснование и первое практическое применение было сделано профессором Московского университета А. Г. Столетовым в 1888 г. Ему же при-

надлежит честь открытия основных закономерностей фотоэффекта и изобретение вакуумных фотоэлементов.

При освещении поверхности металлов или полупроводников частицы лучистой энергии, проникая в поверхностные слои освещенного вещества, сообщают его электронам дополнительную энергию, позволяющую этим электронам убыстренно перемещаться и выходить из первоначальной конструкции атомов. Это явление и называется фотоэффектом. Если освободившиеся электроны остаются в веществе, повышая его электропроводность, то фотоэффект называется внутренним. Если же они покидают освещенное вещество, то фотоэффект называется внешним. Вентильным фотоэффектом называется промежуточный случай, когда электроны из слоя освещенного вещества переходят в слой другого, неосвещенного вещества, отделенного тонким изоляционным (так называемым «запирающим») слоем. При этом между слоями двух веществ ввиду недостатка электронов в одном из них и избытка их в другом возникает разность потенциалов (электродвижущая сила).

Соответственно различают три типа фотоэлементов:

1) *Фотоэлементы с внешним фотоэффектом* (вакуумные и газонаполненные).

2) *Фотоэлементы с внутренним фотоэффектом* или *фотосопротивления.*

3) *Фотоэлементы с вентильным фотоэффектом* или *фотоэлементы с запирающим слоем.*

Различные характеристики этих трех типов определяют особенности их применения в качестве электрических датчиков. Принцип же использования фотоэффекта для измерения неэлектрических величин остается одинаковым. Некоторые возможные варианты использования фотоэффекта в электрических фотодатчиках показаны на фиг. II. 32:

а) датчик *1* отмечает появление или исчезновение светового луча от источника освещения *2*;

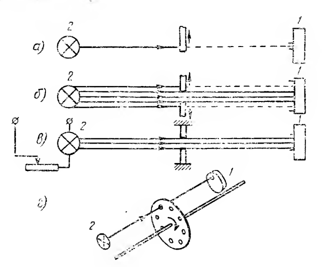
б) датчик реагирует на величину освещенной поверхности фотоэлемента;

в) датчик реагирует на силу светового потока;

г) датчик реагирует на количество световых импульсов в единицу времени или на частоту получающегося переменного фототока.

Достоинствами фотодатчиков являются их простота, малые габариты, высокая чувствительность, отсутствие механической связи с измеряемым процессом и малая инерционность. Основным недостатком является малая величина фототока, вследствие чего необходимо его усиление либо применение высокочувствительных измерительных устройств. Достоинства фотодатчиков обеспечили им широкое применение в Советском Союзе для самых разнообразных целей. Важную роль они играют в автоматизации контроля производственных процессов и готовой продукции, в области регистрации не видимых для человеческого глаза лучей (например, инфракрасных), в транспорте и промышленности для предотвращения

несчастных случаев и т. п. В Советском Союзе развитию и совершенствованию фотодатчиков уделяется большое внимание. В последние годы разработано большое количество новых совершенных типов фотоэлементов (Ю. П. Маслаковец, Б. Т. Коломиец и др.),



Фиг. II. 32. Примеры фотодатчиков.

фотоэлементов с последовательным ступенчатым усилением фототока или фотоумножителей (Л. А. Кубецкий, П. В. Тимофеев и С. А. Векшинский) и т. п.

2. Фотоэлементы с внешним фотоэффектом

Практическое применение этот тип фотоэлементов получил в виде вакуумных и газонаполненных приборов вначале с кислородно-цезиевым, а в последнее время с сурьмяно-цезиевым катодом. Фотоэлементы наполняются газом (обычно аргоном) для увеличения фототока в результате ионизации газа фотоэлектронами, ускоряемыми электрическим полем анода. Коэффициент усиления при газовом наполнении зависит от величины анодного напряжения $U_ф$, плотности и рода газа. Недостатком газонаполненных фотоэлементов по сравнению с вакуумными является их бóльшая инерционность. Анодное напряжение может быть и постоянным и переменным, так как фотоэлемент может работать как маломощный выпрямитель.

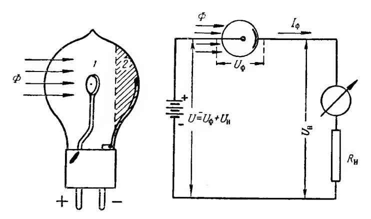
Конструкция и схема включения фотоэлемента с внешним фотоэффектом показаны на фиг. II. 33. Здесь *1* — анод, имеющий форму круглой плоской пластинки; *2* — катод, выполненный в виде фоточувствительного слоя, нанесенного на внутренней поверхности колбы фотоэлемента; $U_н$— падение напряжения на нагрузке, частным случаем которой может быть чувствительный гальванометр.

Важнейшими характеристиками фотоэлементов являются следующие:

1) Световая характеристика $I_ф = f(Ф)$, т. е. зависимость фототока от величины светового потока Ф в люменах.

2) Вольтамперная характеристика $I_ф = f(U_ф)$, т. е. зависимость фототока от величины приложенного к фотоэлементу напряжения $U_ф$.

3) Интегральная чувствительность $S_ф = \frac{dI_ф}{dФ}$ (или $S_ф = \frac{I_ф}{Ф}$ при прямолинейности световой характеристики), т. е. отношение величины фототока к световому потоку при постоянном напряжении, приложенном к фотоэлементу. Для сравнения различных фотоэлементов друг с другом интегральную чувствительность условились измерять с помощью лампы, имеющей вольфрамовую нить и накаленной до температуры 2575° С, т. е. при всегда одинаковых цветовом спектре и температуре источника излучения.

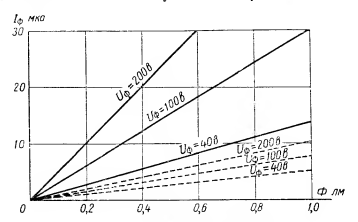


Фиг. II. 33. Фотоэлемент с внешним фотоэффектом.

Световые характеристики пунктиром для вакуумных и сплошными линиями для газонаполненных фотоэлементов при разных анодных напряжениях показаны на фиг. II. 34. Характеристики практически линейны. Интегральная чувствительность при увеличении анодного напряжения растет.

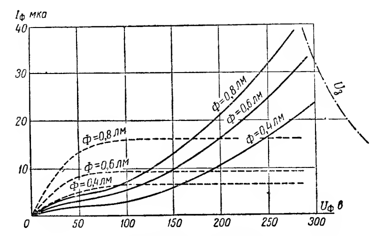
Вольтамперные характеристики пунктиром для вакуумных и сплошными кривыми для газонаполненных фотоэлементов показаны на фиг. II. 35. Как видно, вакуумные фотоэлементы уже при небольших анодных напряжениях насыщаются, и величина фототока в рабочем участке ($U_ф = 100—200$ *в*) не зависит от величины анодного напряжения, т. е. вольтамперные характеристики почти параллельны оси абсцисс. Газонаполненные фотоэлементы насыщения не имеют, и величина фототока всегда зависит от анодного напряжения. Если анодное напряжение увеличить до величины напряжения зажигания (порядка 300 *в*), наступает самостоятельный

разряд, и фотоэлемент выходит из строя. На начальном участке характеристики фототок несколько меньше, чем у вакуумного фотоэлемента, вследствие частичного возврата фотоэлектронов на катод после столкновений с молекулами газа при недостаточном для



Фиг. II. 34. Световые характеристики фотоэлементов с внешним фотоэффектом.

их ионизации анодном напряжении. Ионизация газа быстро нарастает при достижении анодным напряжением определенной величины.



Фиг. II. 35. Вольтамперные характеристики фотоэлементов с внешним фотоэффектом.

Фотоэлементы, выпускаемые отечественной промышленностью, при номинальном анодном напряжении 240 *в* имеют интегральную чувствительность порядка 20 *мка/лм* для вакуумных (типа ЦВ) и 100—150 *мка/лм* для газонаполненных (типа ЦГ) фотоэлемен-

тов. Следует учитывать, что чувствительность $S_{дин}$ фотоэлементов, работающих на сопротивление нагрузки $R_н$, будет меньше, чем статическая интегральная чувствительность $S_ф$.

Действительно, если бы сопротивление нагрузки отсутствовало, то напряжение на фотоэлементе равнялось бы $U_ф = U = \text{const}$ и изменение фототока определялось бы только изменением светового потока

$$I_ф = \frac{\partial I_ф}{\partial \Phi} \Phi = S_ф \Phi. \quad (I)$$

При наличии же сопротивления нагрузки изменение светового потока, вызывая изменение фототока $dI_ф$, изменит и падение напряжения на сопротивлении нагрузки. При постоянном напряжении питания U на такую же величину изменится и падение напряжения на фотоэлементе

$$dU_ф = -R_н dI_ф. \quad (II)$$

Полный дифференциал изменения фототока в этом случае будет равен

$$dI_ф = \frac{\partial I_ф}{\partial \Phi} d\Phi + \frac{\partial I_ф}{\partial U_ф} dU_ф, \quad (III)$$

где $\frac{\partial I_ф}{\partial U_ф}$ — чувствительность фотоэлемента к изменению анодного напряжения (величина, обратная его внутреннему сопротивлению,

$$\left. R_i = \frac{\partial U_ф}{\partial I_ф} \right). \quad (IV)$$

Используя равенства (I), (II), (III) и (IV), получим

$$dI_ф = S_ф d\Phi - \frac{1}{R_i} R_н dI_ф,$$

откуда динамическая чувствительность фотоэлемента

$$S_{дин} = \frac{dI_ф}{d\Phi} = \frac{S_ф}{1 + \frac{R_н}{R_i}} < S_ф, \quad (II.35)$$

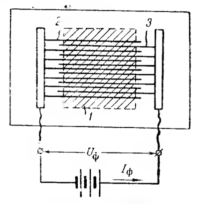
и соответственно

$$I_ф = S_{дин}\Phi = \frac{S_ф}{1 + \frac{R_н}{F_i}} \Phi. \quad (II.36)$$

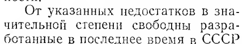
Так как внутреннее сопротивление фотоэлементов с внешним фотоэффектом обычно достаточно велико, то влияние сопротивления нагрузки сказывается только при относительно больших значениях $R_н$.

3. Фотоэлементы с внутренним фотоэффектом (фотосопротивления)

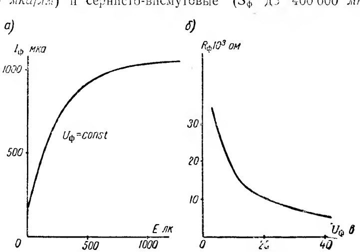
Фотосопротивления (фиг. II. 36) изготовляются путем нанесения тонкого слоя *1* селена или сернистого таллия на решетку *2* и *3* из точных проводников. При изменении освещенности E такого фотоэлемента меняется его сопротивление, а значит, и величина тока в электрической цепи. Достоинствами фотосопротивлений являются высокая чувствительность и возможность измерения слабых тепловых лучей (инфракрасный спектр). К числу недостатков следует отнести нелинейность характеристик, значительную инерционность, частотную и температурную погрешности, нестабильность характеристик и значительный (до 40% от $I_{ф\ max}$) «темновой» ток при отсутствии освещенности.



Фиг. II. 36. Конструкция фотосопротивления.



От указанных недостатков в значительной степени свободны разработанные в последнее время в СССР новые типы фотосопротивлений — сернистосвинцовые ($S_ф$ до 11 500 *мка/лм*) и сернисто-висмутовые ($S_ф$ до 400 000 *мка/лм*).



Фиг. II. 37. Характеристики фотосопротивлений.

В связи с этим следует ожидать, что область применения фотосопротивлений значительно расширится.

Световая характеристика фотосопротивления, показанная на фиг. II. 37,*а,* представляет собой зависимость фототока от осве-

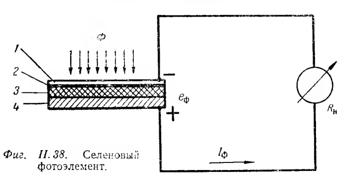
щенности E его светочувствительной поверхности в люксах, т. е. от отношения величины светового потока Ф к площади светочувствительного слоя. Наибольшая чувствительность получается при малых освещенностях. При росте освещенности чувствительность падает. Это свойство позволяет использовать фотосопротивления для измерения очень малых интенсивностей излучения.

Вольтамперная характеристика фотосопротивлений, показанная на фиг. II. 37,*б*, представляет собой зависимость его сопротивления $R_ф$ от величины приложенного напряжения $U_ф$. С увеличением напряжения сопротивление падает. На некотором рабочем участке (15—30 *в*) эта зависимость может быть принята приближенно линейной.

Частотная погрешность для фотосопротивлений особенно велика (до 50% для селена при частоте в 50 *гц*). У современных фотосопротивлений (например, у сернистого свинца) удалось уменьшить частотную погрешность до пренебрежимо малой величины в диапазоне примерно 0—1000 *гц*, что является их важнейшим преимуществом при исследовании быстро меняющихся процессов.

4. Вентильные фотоэлементы (с запирающим слоем)

Явление вентильного фотоэффекта впервые наблюдал при опытах с селеном и описал в 1888 г. профессор Казанского университета В. Я. Ульянин. Однако техническое применение оно полу-



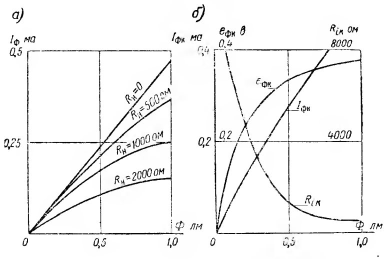
Фиг. II. 38. Селеновый фотоэлемент.

чило только в 30-х годах XX века в виде селеновых и меднозакисных фотоэлементов. Крупными достоинствами вентильных фотоэлементов являются отсутствие необходимости во внешнем источнике электрического питания, большая чувствительность (у селенового фотоэлемента 200—500 *мка/лм*) и близость спектральной характеристики к кривой чувствительности человеческого глаза (т. е. приблизительно одинаковая реакция на световую волну данной длины). Существенными недостатками являются нестабильность характеристик и трудность усиления из-за малого собственного сопротивления.

На фиг. II. 38 показаны устройство и схема включения селенового фотоэлемента. Здесь *1* — полупрозрачная пленка золота,

являющаяся одним из контактов, 2 — запирающий слой, 3 — слой селена, 4 — стальная подкладка, являющаяся другим контактом. Световой поток Ф, проходя через пленку золота, создает вентильный фотоэффект, используемый как источник самостоятельной э. д. с. $e_ф$ при замыкании внешней электрической цепи на сопротивление нагрузки $R_н$.

Разработанные в последнее время в СССР сернисто-серебряные ($S_ф$=2000—4000 *мка/лм*) и сернисто-таллиевые ($S_ф$=4000—6000 *мка/лм*) фотоэлементы, помимо высокой чувствительности, обладают и высокой стабильностью характеристик.



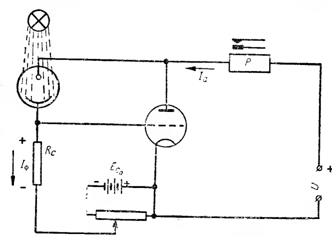
Фиг. II. 39. Характеристики селенового фотоэлемента.

Световая характеристика вентильного фотоэлемента, показанная на фиг. II. 39,*а*, зависит от величины внешнего сопротивления $R_н$, на которое он работает. Чем меньше $R_н$, тем больше фототок и тем линейнее световая характеристика. Для сравнения отдельных фотоэлементов друг с другом без влияния нагрузки их вольтамперные характеристики (фиг. II. 39,*б*) строятся всегда для случая короткого замыкания, т. е. $R_н=0$. Для этого случая на фиг. II. 39,*б* показана форма зависимостей внутреннего сопротивления R_{ik}, электродвижущей силы $e_{фк}$ и фототока $I_{фк}$ селенового фотоэлемента от величины светового потока Ф. С увеличением Ф фототок и э. д. с. растут, а внутреннее сопротивление быстро падает.

5. Схемы применения фотоэлементов

Несмотря на большую чувствительность фотоэлементов, абсолютные величины получаемых от них фототоков очень незначительны. Поэтому применение фотоэлементов в современной технике базируется в большинстве случаев на использовании электронных усилительных ламп. Нагрузкой электронной лампы в этом

случае является либо электромагнитное реле либо измерительное устройство, причем в первом случае схема использования фотоэлемента обычно значительно проще, так как от нее требуется только реагирование на определенную величину фототока. Во втором случае выбор параметров схемы должен обеспечить отсутствие начальных показаний, соответствие измерительного и измеряемого диапазонов, пропорциональность показаний величине фототока и т. п. В связи с этим наибольшее распространение получили фоторелейные схемы, одна из которых показана на фиг. II. 40. При освещении фотоэлемента, напряжение на котором создается анодной батареей, появляется фототок $I_ф$. Этот фототок создает на со-



Фиг. II. 40. Фотореле на постоянном токе.

противлении смещения R_c положительное падение напряжения $U_c=I_ф R_c$ и отпирает электронную лампу. При этом срабатывает электромагнитное реле P, находящееся в анодной цепи и управляющее каким-либо исполнительным механизмом. В начальном положении электронная лампа заперта постоянным отрицательным напряжением смещения, получаемым от батареи смещения $E_{c\,0}$. Настройка такого фотореле очень проста и заключается в установке потенциометром смещения такого напряжения $U_{c\,0}$, при котором реле P еще не срабатывает (анодный ток может быть, но он должен быть меньше тока срабатывания реле P), и в выборе реле P так, чтобы оно срабатывало при освещении фотоэлемента. Сопротивление электромагнитного реле обычно должно быть порядка 1000—10 000 *ом,* а ток его срабатывания — 5—20 *ма.* Сопротивление смещения R_c должно быть порядка нескольких миллионов *ом,* чтобы при малых величинах фототоков создать достаточное изменение напряжения смещения.

Пример 7. Определить необходимое сопротивление смещения R_c схемы фиг. II. 40, если чувствительность фотоэлемента $S_ф=100$ *мка/лм,* величина светового потока изменяется от нуля до $\Phi=0{,}01$ *лм,* крутизна сеточной ха-

рактеристики лампы, работающей на сопротивление электромагнитного реле, $s_{дин}=2$ *ма/в* и ток срабатывания электромагнитного реле $i_{ср}=10$ *ма*. При неосвещенном фотоэлементе лампа заперта отрицательным смещением E_{c0} на сетке.

Решение: Выбирая двойной коэффициент запаса, находим необходимый анодный ток $I_a=20$ *ма*. Величина фототока $I_ф=S_ф F=100\cdot 0{,}01=1$ *мка*.

$$s_{дин}=\frac{I_a}{I_ф R_c},$$

откуда

$$U_c=I_ф R_c=\frac{I_a}{s_{дин}}=\frac{20}{2}=10\ в,$$

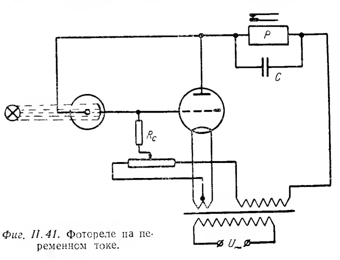
т. е. необходимо сопротивление смещения

$$R_c=\frac{U_c}{I_ф}=\frac{10}{10^{-6}}=10\ мгом.$$

Общий коэффициент усиления схемы по току

$$k=\frac{I_a}{I_ф}=\frac{20\cdot 10^{-3}}{1\cdot 10^{-6}}=20\,000.$$

На фиг. II.41 показана схема фотоэлектронного реле, работающего на переменном токе. Работа схемы принципиально не отличается от работы схемы фиг. II.40. Так как анодный ток в данном

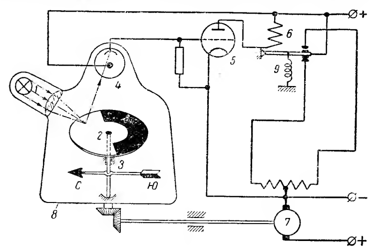


Фиг. II.41. Фотореле на переменном токе.

случае имеет переменную составляющую, то для предотвращения вибрации контактов электромагнитного реле оно зашунтировано конденсатором *C*. Конденсатор *C* пропускает переменную составляющую анодного тока в обход обмотки электромагнитного реле.

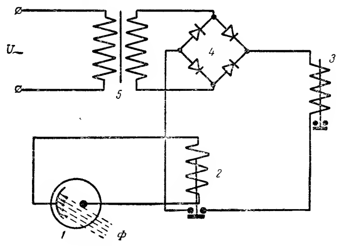
На фиг. II.42 показан пример использования фотоэлемента в авиационном компасе. Луч света от осветительной лампы *1*, фокусируясь на подвижном диске *2* и отражаясь от его незачерненной части, попадает на фотоэлемент *4*. Появляющийся при этом фото-

ток усиливается электронной лампой 5 и заставляет срабатывать электромагнитное реле 6. При срабатывании электромагнитного реле его подвижный контакт притягивается вверх и включает элек-



Фиг. II.42. Фотоэлектронный компас.

тродвигатель 7 так, чтобы он повернул корпус 8 компаса до положения, при котором луч света попадает на зачерненную поверх-



Фиг. II.43. Релейная схема с вентильным фотоэлементом.

ность диска. Тогда фототок пропадает, и электромагнитное реле отпускает, т. е. его подвижный контакт оттягивается пружиной 9 вниз, переключая электродвигатель на обратное направление вращения. Таким образом, при изменении курса самолетом магнитная

стрелка *3* с диском остается в прежнем положении, а корпус поворачивается относительно их, указывая новый курс самолета. В установившемся положении корпус совершает непрерывно небольшие колебания, соответствующие колебаниям луча света около границы между зачерненной и отражающей поверхностями диска *2*, так как электродвигатель при этом непрерывно реверсируется.

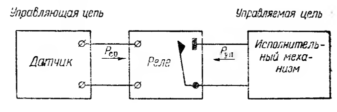
Пример применения вентильного фотоэлемента в релейной схеме показан на фиг. II. 43. Здесь фотоэлемент *1* под действием светового потока включает промежуточное чувствительное реле *2*, контакты которого замыкают цепь более мощного силового реле *3*, включающего какой-либо исполнительный механизм. Силовое реле работает за счет выпрямленного напряжения, снимаемого с мостовой схемы *4*, составленной из твердых выпрямителей. Питание всей установки осуществляется переменным напряжением через трансформатор *5*.

ГЛАВА III

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЛЕ

§ III. 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электрические реле являются наиболее распространенными элементами электроавтоматики. Они находят применение во всех областях техники — в автоматическом регулировании, при автоматизации производства и т. п. Достаточно сказать, что многие автоматические защитные и управляющие системы, получившие



Фиг. III. 1. Включение реле в схему.

широкое распространение (например, телефонная связь), содержат одновременно от десятка до тысячи электрических реле. Такое широкое распространение обусловлено основным свойством реле — возможностью управлять достаточно мощными процессами в исполнительных электрических цепях с помощью незначительных управляющих электрических сигналов. Коэффициент усиления электрических реле по мощности может достигать десятков тысяч.

Первое электрическое реле было изобретено в России П. Л. Шиллингом в 1830 г. Это изобретение немедленно получило широкое применение в конструктивных разработках русских ученых того времени (электрический телеграф, управление электрическими двигателями и т. п.).

Электрическое реле (фиг. III. 1) в общем случае является промежуточным элементом, приводящим в действие одну или несколько управляемых электрических цепей при воздействии на него определенных электрических сигналов управляющей цепи.

Поэтому реле нельзя характеризовать только его собственными параметрами в отрыве от характеристик управляющей и управляе-

мой электрических цепей. В качестве основных параметров, характеризующих работу реле в каком-нибудь устройстве, принимают:

1) *Мощность срабатывания* $P_{ср}$ [*вт*], т. е. электрическую мощность, которую необходимо подвести к реле от измерительной (управляющей) цепи для его надежного срабатывания, т. е. приведения в действие исполнительного механизма (замыкания управляемой цепи).

2) *Мощность управления* $P_{уп}$ [*вт*], т. е. ту максимальную величину электрической мощности в управляемой цепи, при которой реле еще работает надежно.

При выборе электрического реле необходимо разумно сочетать эти два параметра, так как для очень чувствительного реле (с малой величиной $P_{ср}$) $P_{уп}$ обычно невелика.

Если же требуется реле для управления электрической цепью большой мощности, то его необходимо выбрать по максимально возможной мощности, отдаваемой управляющей цепью. Так как значения $P_{ср}$ и $P_{уп}$ постоянны для отдельных конструкций реле, то по ним и выбирается нужный тип реле.

3) В некоторых случаях реле удобнее характеризовать *коэффициентом управления* $K_у = \frac{P_{уп}}{P_{ср}}$, т. е. величиной отношения управляемой мощности к мощности срабатывания электрического реле.

4) *Время срабатывания* $t_{ср}$ [сек.], т. е. интервал времени от момента подачи управляющего сигнала до начала воздействия реле на управляемую цепь. Допустимая величина $t_{ср}$ определяется необходимой быстротой передачи сигнала в управляемую цепь.

Средние значения всех указанных выше параметров для наиболее распространенных типов электрических реле приведены в табл. III. 1.

Таблица III. 1

Сравнительные характеристики основных типов электрических реле

Тип реле	Мощность срабатывания $P_{ср}$ *вт*	Мощность управления $P_{уп}$ *вт*	Время срабатывания $t_{ср}$ *мсек*	Коэффициент управления $K_у = \frac{P_{уп}}{P_{ср}}$
Электромагнитное нейтральное	$10^{-3} \div 10^{3}$	$10^{-1} \div 10^{4}$	$1 \div 200$	$5 \div 100$
Электромагнитное поляризованное	$5 \cdot 10^{-3} \div 5 \cdot 10^{-1}$	$10 \div 20$	$1 \div 15$	$20 \div 5000$
Магнито-электрическое	$10^{-9} \div 10^{-4}$	$0,1 \div 2$	$10 \div 500$	$10^{4} \div 10^{8}$
Электронное реле	$10^{-12} \div 10^{-8}$	$10^{-3} \div 10^{2}$	$10^{-6} \div 10^{-5}$	$10^{5} \div 10^{9}$
Тиратронное реле	$10^{-4} \div 10^{-3}$	$10^{2} \div 10^{3}$	$10^{-3} \div 10^{-2}$	10^{6}

Электрические реле можно классифицировать следующим образом:

а) По принципу действия

Электромагнитные нейтральные реле.

Электромагнитные поляризованные реле.

Магнито-электрические реле.

Электронные реле.

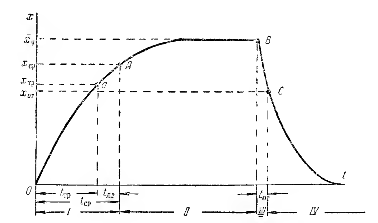
Тиратронные реле.

б) По мощности управления

Маломощные реле $P_{уп} \leqslant 1$ *вт.*

Реле средней мощности $P_{уп} = 1—10$ *вт.*

Мощные реле $P_{уп} \geqslant 10$ *вт.*



Фиг. III.2. Этапы работы электрического реле.

в) По времени срабатывания

Безинерционные реле $t_{ср} < 0{,}001$ сек.

Быстродействующие реле $t_{ср} = 0{,}005—0{,}05$ сек.

Нормальные реле $t_{ср} = 0{,}05—0{,}15$ сек.

Замедленные реле $t_{ср} = 0{,}15—1$ сек.

Реле времени $t_{ср} > 1$ сек.

Могут быть, естественно, и другие классификации электрических реле и другие конструктивные разновидности, но в настоящем изложении мы ограничимся этой наиболее употребительной классификацией и основными типами электрических реле.

Для уяснения особенностей работы электрического реле рассмотрим ее последовательно, по этапам, как это показано графически на фиг. III.2. Здесь по оси ординат отложена величина сигнала x (ток, напряжение, мощность и т. п.), на который реагирует реле. Сигнал появляется в момент времени, принимаемый за начальный ($t=0$), и за счет инерционности управляющей цепи его величина будет нарастать, так же как и убывать, не мгновенно, а по какой-то кривой.

Этап *I* — *срабатывание реле*. Длительность этого этапа называется *временем срабатывания реле* и равна промежутку времени от момента появления управляющего сигнала до момента начала воздействия реле на управляемую цепь (точка A). Величина управляющего сигнала $x_{ср}$, соответствующая концу этого промежутка, называется *сигналом* (ток, напряжение и т. п.) *срабатывания*. *Время срабатывания реле* в общем случае состоит из двух интервалов — *времени трогания реле* $t_{тр}$ и *времени движения реле* $t_{дв}$, т. е. $t_{ср}=t_{тр}+t_{дв}$.

Здесь время трогания $t_{тр}$ — промежуток времени от момента появления управляющего сигнала до начала перемещения подвижной части (точка a) реле, а время движения $t_{дв}$ — промежуток времени от момента начала перемещения подвижной части реле (например, начало перемещения якоря электромагнитного реле) до начала воздействия на управляемую цепь (например, момент замыкания контактов реле).

Этап *II* — *работа реле* — длится от момента начала воздействия на управляемую цепь до момента прекращения управляющего сигнала (точка B). В течение этого этапа величина $x>x_{ср}$ и может достигнуть некоторого установившегося (рабочего) значения $x_у$, определяемого электрическими параметрами управляющей цепи. Отношение $\frac{x_у}{x_{ср}}$ характеризует *коэффициент запаса реле по срабатыванию*, т. е. показывает надежность срабатывания реле. Величина $x_у$ не должна быть больше определенного значения, допустимого по условиям теплового нагрева реле и характеризующего его перегрузочную способность.

Этап *III* — *отпускание реле* — длится от момента прекращения управляющего сигнала до момента прекращения воздействия реле на управляемую цепь (точка C). Этот промежуток времени называется *временем отпускания реле* $t_{от}$ и характеризуется величиной $x_{от}$ сигнала отпускания, при которой прекращается воздействие реле на управляемую цепь (например, размыкание контактов реле). Во многих случаях $x_{ср}$ не равно $x_{от}$. Отношение

$$\frac{x_{от}}{x_{ср}}=k_в$$

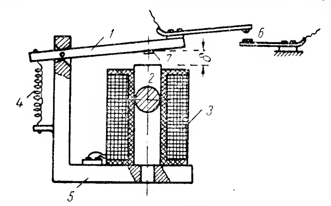
называется *коэффициентом возврата реле*. Время отпускания реле также состоит из времени трогания при отпускании $t_{тр}$ и времени движения $t_{дв}$, т. е. $t_{от}=t_{тр}+t_{дв}$.

Этап *IV* — *покой реле* — охватывает промежуток времени от момента прекращения воздействия реле на управляемую цепь до момента появления следующего управляющего сигнала.

При быстром следовании управляющих сигналов друг за другом реле характеризуют еще и максимальной частотой срабатывания, т. е. максимально возможным при нормальной работе количеством отдельных не зависимых друг от друга срабатываний реле в единицу времени.

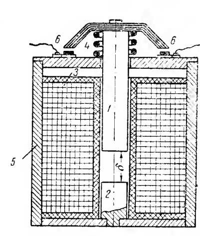
§ III.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РЕЛЕ

Электромагнитные нейтральные или просто *электромагнитные* реле являются наиболее распространенным типом реле. Принцип действия этих реле (фиг. III.3 и III.4) основан на притяжении



Фиг. III. 3. Электромагнитное реле с поворотным якорем.

стального якоря *1* к сердечнику *2* электромагнита, по обмотке *3* которого пропускается управляющий электрический ток. При отсутствии тока якорь оттягивается от сердечника возвратной пружиной *4*. При наличии тока создаваемый им магнитный поток проходит через сердечник, ярмо *5*, якорь и воздушный зазор δ между якорем и сердечником. При этом создается электромеханическое усилие, притягивающее якорь к сердечнику. Электромагнитные реле отличаются от обычных электромагнитов лишь наличием контактной системы *6*, предназначенной для замыкания и размыкания управляемой электрической цепи (одной или нескольких).



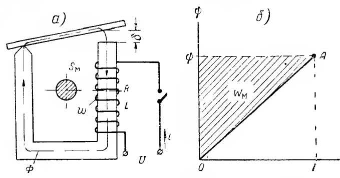
Фиг. III. 4. Электромагнитное реле с втяжным якорем.

По роду используемого тока электромагнитные реле подразделяются на *реле постоянного тока* и *реле переменного тока*. По характеру движения якоря основные типы реле можно разделить на две группы — *поворотные* (фиг. III.3) и *втяжные* с перемещением якоря внутри катушки вдоль ее оси (фиг. III.4). Существуют и другие, менее распространенные разновидности электромагнитных реле. Можно выделить также большое количество различных типов электромагнитных реле *по их*

назначению (телефонные реле, реле защиты и т. п.), *по способу включения, по роду управляемого сигнала* и т. д., но эти признаки определяют только применимость реле к данной конкретной задаче, а не принципиальные особенности их работы и поэтому нас также интересовать не будут, так как рассматриваются обычно в специальных курсах. Основной материал будет излагаться применительно к реле постоянного тока по схеме фиг. III. 3.

1. Электромеханическое усилие, действующее на якорь электромагнитного реле

Если обмотку реле с сопротивлением R, индуктивностью L и числом витков w присоединить к источнику питания с напряже-



Фиг. III. 5. К определению силы притяжения реле.

нием U (фиг. III. 5,*а*), то уравнение процесса нарастания тока i в такой цепи, как известно, может быть записано так:

$$U = iR - e_L, \tag{III. 1}$$

где $e_L = -\frac{d\Psi}{dt}$ — электродвижущая сила самоиндукции;

$\Psi = w\Phi$ — потокосцепление катушки.

Умножив все члены равенства (III. 1) на idt, перейдем к балансу энергий в рассматриваемой электрической цепи, пренебрегая потерями энергии на вихревые токи в стали магнитопровода:

$$Ui\,dt = i^2R\,dt + i\,d\Psi, \tag{III. 2}$$

где $Ui\,dt$ — энергия, подведенная за время dt от источника питания;

$i^2R\,dt$ — энергия, израсходованная за то же время на нагрев катушки;

$i\,d\Psi$ — часть подведенной энергии, затраченная за то же время на изменение магнитной энергии поля в реле.

Полное изменение магнитной энергии $W_м$ при увеличении потокосцепления от 0 до Ψ будет равно

$$W_м = \int_0^{\Phi} i\,d\Psi. \tag{III. 3}$$

При изменении тока в обмотке реле механическая работа A перемещения якоря реле совершается в результате изменения его магнитной энергии. Следовательно,

$$dW_{м} = dA = F_{э}\, d\delta,$$

откуда электромеханическое усилие, действующее на якорь реле, в общем случае равно производной от магнитной энергии по перемещению якоря:

$$F_{э} = \frac{dW_{м}}{d\delta}. \qquad (III.4)$$

В общем случае вычисление $W_{м}$ представляет значительные трудности, так как при притяжении якоря (срабатывание реле) меняются одновременно и ток и потокосцепление, причем вследствие нелинейности кривой намагничивания стали потокосцепление изменяется не пропорционально току. Кроме того, движение якоря реле, а значит, и изменение магнитного сопротивления $R_{в}$ воздушного зазора начинается уже во время переходного процесса, соответствующего нарастанию тока в обмотке. Для определения $W_{м}$ несколько идеализируют условия, предполагая, что реле работает при малых насыщениях, т. е. на линейном участке кривой намагничивания. Это означает, что магнитный поток, а значит, и потокосцепление пропорциональны току (прямая OA на фиг. III. 5,*б*). При этом предполагают, что все витки w катушки пересекаются полным магнитным потоком Φ. Тогда

$$\Psi = w\Phi.$$

При этих допущениях интегрирование уравнения (III. 3) в пределах от нулевого значения магнитной энергии до значения магнитной энергии, определяемого точкой A на фиг. III. 5,*б*, дает величину площади заштрихованного треугольника $OA\Psi$, т. е.

$$W_{м} = \frac{0,1I\Psi}{2} = \frac{0,1Iw\Phi}{2}, \qquad (III.5)$$

где коэффициент 0,1 учитывает подстановку величины тока в амперах вместо абсолютных единиц, а магнитный поток Φ выражен в максвеллах.

По формуле (I. 31)

$$\Phi = \frac{0,4\pi Iw}{R_{м}} = \frac{0,4\pi Iw}{R_{в}+R_{ст}},$$

где $R_{ст}$ — магнитное сопротивление стали магнитопровода, а $R_{м}$ — полное магнитное сопротивление магнитопровода реле, меняющееся с изменением величины воздушного зазора δ.

Подставляя это выражение в (III. 5), найдем из (III. 4)

$$F_{э} = \frac{d}{d\delta}\left[\frac{(0,4\pi Iw)^2}{8\pi}\,\frac{1}{R_{м}}\right] = \frac{(0,4\pi Iw)^2}{8\pi}\,\frac{d\left(\frac{1}{R_{м}}\right)}{d\delta} = -\frac{(0,4\pi Iw)^2}{8\pi R_{м}^2}\,\frac{dR_{м}}{d\delta}. \qquad (III.6)$$

Здесь знак минус показывает, что сила направлена в сторону уменьшения воздушного зазора, и в дальнейшем изложении везде опускается.

Для наиболее употребительного случая, когда воздушный зазор реле ограничен двумя плоскостями и мал по величине, т. е. магнитное поле в нем может считаться приблизительно равномерным,

$$R_м = R_{ст} + \frac{\delta}{S_в} \quad \text{и} \quad \frac{dR_м}{d\delta} = \frac{1}{S_в}.$$

Тогда

$$F_э = \frac{(0{,}4\pi Iw)^2}{8\pi R_м^2 S_в}. \qquad \text{(III. 7)}$$

Если же учесть, что для большинства конструкций реле $R_{ст} \ll R_в$, то, пренебрегая $R_{ст}$, получим формулу для силы притяжения якоря электромагнитного реле

$$F_э\,[дин] = \frac{(0{,}4\pi Iw)^2 S_в}{8\pi} \frac{1}{\delta^2}, \qquad \text{(III. 8)}$$

из которой следует, что сила притяжения прямо пропорциональна квадрату ампервитков, т. е. не зависит от направления тока в обмотке реле, и обратно пропорциональна квадрату длины δ воздушного зазора. В этой формуле подставляется I в амперах, δ в сантиметрах, а $S_в$ — в квадратных сантиметрах.

Другую запись этой формулы, известную под названием формулы Максвелла, можно получить, если подставить в равенство (III. 5) ампервитки, выраженные через магнитный поток Φ:

$$Iw = \frac{\Phi R_м}{0{,}4\pi}.$$

Тогда

$$F_э\,[дин] = \frac{dW_м}{d\delta} = \frac{\Phi^2}{8\pi} \frac{dR_м}{d\delta}. \qquad \text{(III. 9)}$$

А если принять $R_м \approx R_в = \frac{\delta}{S_в}$ и разделить на множитель $981 \cdot 10^3$ для перевода силы в килограммы, то получим окончательно

$$F_э\ [кг] = \frac{\Phi^2}{8\pi 981 \cdot 10^3 S_в} \approx \frac{\Phi^2}{(5000)^2 S_в} = \frac{B_в^2 S_в}{5000^2}, \qquad \text{(III. 10)}$$

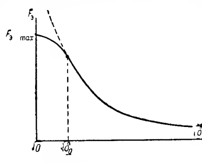
где Φ — в максвеллах, $B_в$ — магнитная индукция воздушного зазора в гауссах и $S_в$ — в квадратных сантиметрах.

2. Электромеханическая и механическая характеристики поворотных реле

Зависимость электромеханической силы, действующей на якорь реле, от его положения называется электромеханической характеристикой реле и показана на фиг. III. 6. При воздушных зазорах, близких к нулю, реальная электромеханическая характеристика

расходится с пунктирной кривой, построенной по формуле (III. 8), дающей при $\delta=0$ бесконечно большое значение $F_э$. Это расхождение объясняется тем, что в формуле (III. 8) мы пренебрегали малым, но не равным нулю магнитным сопротивлением $R_{ст}$ стального магнитопровода. На самом деле при $\delta \to 0$ величина $R_{ст}$ определяет величину $R_м$, и сила $F_э$ не может увеличиваться сверх определенного значения $F_{э\,max}$. За счет быстрого роста силы $F_э$ при $\delta \to 0$ даже небольшой остаточный магнетизм магнитопровода после выключения тока может дать силу, которая преодолеет сопротивление возвратной спиральной пружины и не позволит якорю отойти от сердечника.

Для предотвращения этого явления большинство реле на якоре против сердечника имеют небольшой «штифт отлипания» (7 на фиг. III. 3) из немагнитного материала высотой примерно $\delta_0 = 0{,}1$ *мм*. При наличии такого штифта якорь реле не может вплотную притянуться к сердечнику, и между ними всегда будет существовать воздушный зазор $\delta > \delta_0$, что облегчает его отход от якоря при выключении тока.



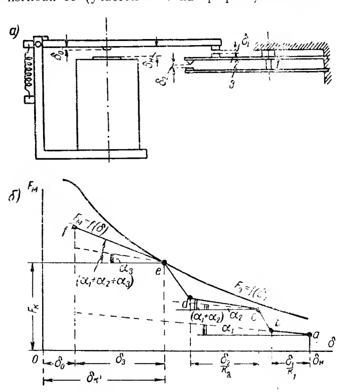
Фиг. III. 6. Электромеханическая характеристика реле.

Движению якоря по направлению к сердечнику (притяжению) препятствуют силы сопротивления упругих элементов реле — спиральной возвратной пружины и плоских пружин контактной группы реле. Эти силы неодинаковы при разных положениях якоря. Зависимость результирующей силы $F_м$ сопротивления движению якоря от его положения называется механической характеристикой реле, так как она определяется исключительно конструктивными параметрами механических элементов реле.

Рассмотрим построение механических характеристик реле на примере конструкции, показанной на фиг. III. 7,*а*. Это построение одинаково для любых типов реле. Начнем рассмотрение с положения, которое занимает якорь в отпущенном состоянии. В этом положении якорь оттягивается вверх возвратной пружиной с силой F_a, а контактные пружины опираются на упор *1* в виде ступенчатого штифта и прижимаются к нему силой предварительного натяжения $F_{п1}$, для того чтобы устранить вибрацию контактов при обратном ходе якоря. Чтобы сдвинуть якорь из начального положения, к нему должна быть приложена электромеханическая сила $F_э = F_a$ (отрезок $\delta_н$—a на фиг. III. 7,*б*). После этого якорь начнет перемещаться, преодолевая силу сопротивления спиральной пружины, которая, как и силы сопротивления плоских, заделанных с одного конца пружин, линейно зависит от величины перемещения. Следовательно, на участке $\frac{\delta_1}{k_1}$ свободного хода якоря сила $F_м$ будет нарастать по пря-

мой ab. Угол наклона α_1 этой прямой к горизонтали определяется коэффициентом упругости спиральной пружины.

На графике величины всех контактных зазоров с помощью передаточного числа k_i приведены к оси сердечника. В точке b якорь, пройдя зазор δ_1 и коснувшись штифта верхней пружины 2, начнет преодолевать ее предварительное натяжение $F_{п1}$, одновременно несколько изгибая ее (участок $b—c$ на графике). В точке c верхняя



Фиг. III.7. Построение механической характеристики электромагнитного реле.

пружина отойдет от опорного штифта, и якорь на участке $\frac{\delta_2}{k_2}$ будет преодолевать совместное сопротивление верхней контактной и спиральной возвратной пружин. Этот участок изображен на диаграмме отрезком $c—d$ под углом $\alpha_1+\alpha_2$ к горизонтали, где α_2 определяется коэффициентом упругости плоской пружины. В точке d контакт верхней пружины коснется контакта нижней пружины 3, и якорь начнет преодолевать дополнительно ее предварительный натяг $F_{п2}$, одновременно несколько изгибая и эту пружину (участок $d—e$ на графике). В точке e нижняя пружина снимается с упорного штифта, и якорь на участке графика $e—f$ преодолевает сопротивление сил упругости одновременно двух контактных и одной спиральной пру-

жин. Следовательно, наклон отрезка $e-f$ определится суммарным углом $\alpha_1+\alpha_2+\alpha_3$, где α_3 определяется коэффициентом упругости нижней контактной пружины. Для надежности замыкания контактов, которое теоретически произойдет уже в точке e, якорь должен дополнительно переместиться на расстояние δ_3, чтобы обеспечить необходимое контактное давление (порядка 25—50 *г*). Для того чтобы якорь мог пройти весь этот путь, необходимо, чтобы электромеханическая сила притяжения на всем его протяжении была больше сил сопротивления движению якоря. Однако чрезмерное увеличение силы $F_э$ может вызвать сильные удары якоря о сердечник и, следовательно, вибрацию контактов. Поэтому нормальным расчетным условием для реле является расположение электромеханической характеристики над механической с касанием хотя бы в одной точке. По параметрам этой точки касания (F_k и δ_k), называемой критической точкой, обычно и ведут расчет нормального электромагнитного реле. Этот оптимальный расчетный случай (касание электромеханической и механической характеристик реле в одной точке) и показан на фиг. III. 7,*б*.

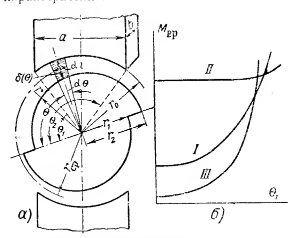
Расчет плоских и спиральных пружин, т. е. определение зависимости величины их прогиба от приложенного усилия, выполняется по обычным формулам сопротивления материалов. Для построения упрощенной механической характеристики считают отрезки $b-c$ и $d-e$ механической характеристики вертикальными. Так как перемещения якоря за интервалы преодоления предварительного натяжения пружин относительно невелики, а расчетная сила притяжения все равно выбирается обычно с коэффициентом запаса не менее двукратного по отношению к величине F_k, то большой погрешности это не дает, но значительно упрощает построение механической характеристики.

3. Электромеханические характеристики систем с вращающимся и втяжным якорем

Как видно из электромеханической характеристики поворотного реле, электромеханическая сила притяжения его якоря быстро падает с увеличением зазора, т. е. перемещения или, как говорят, «хода» якоря. Для маломощных реле большой ход якоря обычно не требуется, и такая конструкция получила преимущественное распространение. Для мощных реле и силовых электромагнитов, также достаточно часто применяющихся в автоматике, необходимо иметь достаточно большую силу притяжения якоря при большом его ходе, т. е. другую форму электромеханической характеристики. Необходимую в этом случае форму характеристики можно получить применением системы с вращающимся якорем или системы с втяжным якорем.

С и с т е м а с в р а щ а ю щ и м с я я к о р е м. Эта система является разновидностью системы с поворотным якорем. Конструкция вращающегося якоря схематически показана на фиг. III. 8,*а*. Здесь даже при относительно больших поворотах якоря величина воздуш-

ного зазора изменяется незначительно, и величина электромеханической силы остается достаточно большой. Кроме того, выбором формы профиля якоря можно получить нужную форму электромеханической характеристики.



Фиг. III. 8. Система с вращающимся якорем и ее характеристики.

Найдем выражение для электромеханического момента $M_{вр}$, вращающего якорь (в обозначениях фиг. III. 8,*а*). Формулу (III. 6) можно переписать в виде

$$F_э = \frac{(0,4\pi I w)^2}{8\pi} \frac{dG_м}{d\delta}$$

или, пренебрегая магнитным сопротивлением стального магнитопровода,

$$F_э = \frac{(0,4\pi I w)^2}{8\pi} \frac{dG_в}{d\delta},$$

где $G_в$ — магнитная проводимость воздушного зазора.

Соответственно, заменяя δ на угол поворота θ, получим для вращающего момента

$$M_{вр} = \frac{(0,4\pi I w)^2}{8\pi} \frac{dG_в}{d\theta}.$$

Величина $dG_в$ (фиг. III. 8) равна

$$dG_в = \frac{b\, dl}{\delta(\theta)} = \frac{b r_{ср} d\theta}{\delta(\theta)},$$

где средний радиус воздушного зазора $r_{ср}$ легко подсчитывается из геометрических соотношений:

$$r_{ср} = \frac{\left(r_1 + \frac{r_0 - r_1}{2}\right) + \left(r_2 + \frac{r_0 - r_2}{2}\right)}{2} = \frac{r_0}{2} + \frac{r_1 + r_2}{4}.$$

Следовательно,

$$G_{\text{в}} = br_{\text{ср}} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{\delta(\theta)}$$

и

$$\frac{dG_{\text{в}}}{d\theta} = br_{\text{ср}} \frac{d}{d\theta} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{\delta(\theta)} = br_{\text{ср}} \left[\frac{1}{\delta(\theta_2)} - \frac{1}{\delta(\theta)_1} \right]$$

и окончательно

$$M_{\text{вр}} = \frac{(0,4\pi Iw)^2}{8\pi} br_{\text{ср}} \left[\frac{1}{\delta(\theta_2)} - \frac{1}{\delta(\theta_1)} \right]. \qquad \text{(III. 11)}$$

Изменяя форму профиля якоря, можно получить различные зависимости $M_{\text{в}}$, от угла поворота, т. е. разные электромеханические характеристики. Пусть, например, якорь очерчен по архимедовой спирали, т. е. воздушный зазор изменяется по закону прямой. Тогда

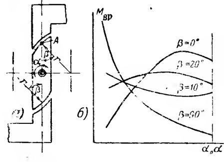
$$r = k\theta \quad \text{и} \quad \delta = r_0 - r = r_0 - k\theta,$$

где k — конструктивный коэффициент. Следовательно,

$$M_{\text{вр}} = \frac{(0,4\pi Iw)^2}{8\pi} br_{\text{ср}} \left[\frac{1}{r_0 - k\theta_2} - \frac{1}{r_0 - k\theta_1} \right] =$$

$$= \frac{(0,4\pi Iw)^2}{8\pi} \frac{br_{\text{ср}}(\theta_2 - \theta_1)}{(r_0 - k\theta_2)(r_0 - k\theta_1)}.$$

Соответствующая кривая (I) показана на фиг. III. 8,*б*. Кривая II соответствует профилю якоря, при котором воздушный зазор изменяется по закону гиперболы, а кривая III — профилю якоря, при котором воздушный зазор изменяется по закону параболы.



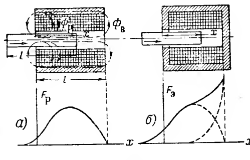
Фиг. III. 9. Способ Фонарева изменения электромеханических характеристик системы с вращающимся якорем.

Инженером Фонаревым предложен значительно более удобный способ изменения электромеханической характеристики такой системы, позволяющий очерчивать торцы якоря и магнитопровода дугами окружности. Для получения нужной формы характеристики в этом случае изменяют угол β (фиг. III. 9,*а*) между радиусом сердечника, проведенным в точку A, и осью сердечника. Характеристики, получающиеся при разных значениях β, показаны на фиг. III. 9,*б*.

Система с втяжным якорем. Если круглый стальной якорь вводить в цилиндрическую катушку (фиг. III. 10,*а*) с числом витков w, обтекаемую током I, то в якоре появится магнитный поток, состоящий из двух частей: $\Phi_{\text{в}}$ — основной магнитный поток,

создаваемый всей катушкой, и Φ_p — магнитный поток рассеяния, создаваемый частью витков катушки, расположенной вблизи от якоря. Взаимодействие магнитного потока рассеяния с током в катушке создает силу, втягивающую якорь в катушку. Эта сила появляется при приближении якоря к катушке и растет вначале пропорционально квадрату перемещения якоря x внутри катушки. Это объясняется тем, что при увеличении x поток рассеяния увеличивается одновременно и за счет увеличения потокосцепления $\frac{Iw}{l}x$ якоря с катушкой и за счет увеличения проводимости gx для потока рассеяния (g — удельная, т. е. на единицу длины, проводимость между двумя цилиндрическими поверхностями, вложенными друг в друга).

При перемещении якоря одновременно растет магнитная проводимость и для основного потока $\Phi_в$. Начиная примерно с середины длины катушки эта часть магнитного потока будет быстро нарастать, и соответственно поток рассеяния и сила, втягивающая якорь в катушку, уменьшаются. Когда якорь полностью втянется в катушку, сила падает до нуля и якорь останавливается. Примерный вид зависимости силы F_p, перемещающей якорь, от величины его перемещения x показана на фиг. III. 10,*а*.



Фиг. III. 10. Втяжные системы с разомкнутым и замкнутым магнитопроводом.

Если катушку поместить в замкнутое ярмо, как это показано на фиг. III. 10,*б*, то, помимо силы F_p, создаваемой потоками рассеяния, появится сила $F_в$ притяжения якоря к ярму, подчиняющаяся обычной для электромагнитов закономерности (III. 8). Результирующая электромеханическая сила $F_э$, перемещающая якорь, в этом случае может быть найдена, как это показано на фиг. III. 10,*б*, сложением сил F_p и $F_в$.

Результирующая электромеханическая характеристика, показанная сплошной линией, очевидно, легко может видоизменяться простым изменением длины катушки. Сила $F_э$ при этом сохраняет достаточно большое значение при относительно больших перемещениях якоря.

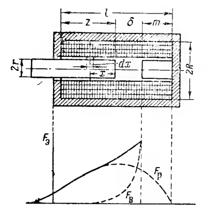
Еще более удобную регулировку формы характеристики можно получить применением дополнительного сердечника длиной m (фиг. III. 11,*а*), иногда называемого «стопом», так как он ограничивает перемещение якоря. При этом характеристика силы притяжения $F_в$ смещается влево, что соответственно меняет и форму результирующей электромеханической характеристики. Подобрав соответствующим образом параметры системы, можно, например, по-

лучить почти прямолинейную зависимость силы $F_э$ от перемещения якоря.

Выведем выражение для силы $F_э$, действующей на якорь втяжной системы со стопом, предполагая, что магнитным сопротивлением стали можно пренебречь по сравнению с магнитным сопротивлением воздуха, и используя обозначения фиг. III. 11.

Остановим якорь в положении z. Полное потокосцепление катушки для этого положения можно, введя переменную координату x, записать так:

$$\Psi=\frac{w}{l}\int\Phi_{\Sigma}\,dx=\frac{w}{l}\left\{\int_{0}^{z}\Phi_{z}\,dx+\int_{0}^{\delta}\Phi_{в}\,dx+\int_{0}^{m}\Phi_{m}\,dx\right\}.$$



Фиг. III. 11. Втяжная система со стопом.

Магнитный поток в якоре на длине z

$$\Phi_{z}=\Phi_{в}+\Phi_{р\,z},$$

где $\Phi_{в}$ — часть общего магнитного потока, замыкающаяся через воздушный зазор;

$\Phi_{р\,z}$ — магнитный поток рассеяния на участке z, замыкающийся через катушку.

Аналогично магнитный поток в сердечнике на участке m

$$\Phi_{m}=\Phi_{в}+\Phi_{р\,m},$$

где $\Phi_{р\,m}$ — магнитный поток рассеяния на участке m.

В соответствии с формулой (I. 31) величина магнитного потока рассеяния на участке dx длины z равна

$$d\Phi_{р\,z}=0{,}4\pi\left[\frac{Iw}{l}(z-x)\right]g\,dx,$$

где g — удельная проводимость (на единицу длины) для потока рассеяния.

Следовательно,

$$\Phi_{р\,z}=\int d\Phi_{р\,z}=0{,}4\pi Iwg\,\frac{zx-\frac{x^{2}}{2}}{l}.$$

Аналогично

$$\Phi_{р\,m}=0{,}4\pi Iwg\,\frac{mx-\frac{x^{2}}{2}}{l}.$$

Магнитный поток в воздушном зазоре

$$\Phi_в = 0{,}4\pi I w G_в,$$

где $G_в$ — магнитная проводимость воздушного зазора. Следовательно,

$$\Phi_z = \Phi_в + \Phi_{p\,z} = 0{,}4\pi I w \left[G_в + \frac{g}{l}\left(zx - \frac{x^2}{2} \right) \right];$$

$$\Phi_m = \Phi_в + \Phi_{p\,m} = 0{,}4\pi I w \left[G_в + \frac{g}{l}\left(mx - \frac{x^2}{2} \right) \right].$$

Подставим полученные значения $\Phi_в$, Φ_z и Φ_m в выражение для потокосцепления

$$\Psi = \frac{0{,}4\pi I w^2}{l} \times$$

$$\times \left\{ \int_0^z \left[G_в + \frac{g}{l}\left(zx - \frac{x^2}{2} \right) \right] dx + \int_0^\delta G_в dx + \int_0^m \left[G_в + \frac{g}{l}\left(mx - \frac{x^2}{2} \right) \right] dx \right\} =$$

$$= \frac{0{,}4\pi I w^2}{l} \left[G_в z + \frac{g}{l}\frac{z^3}{3} + G_в \delta + G_в m + \frac{g}{l}\frac{m^3}{3} \right]$$

или, так как $z + \delta + m = l$,

$$\Psi = \frac{0{,}4\pi I w^2}{l} \left[G_в l + \frac{g}{3l}(z^3 + m^3) \right].$$

Магнитная энергия системы (III. 5)

$$W_м = \frac{0{,}1 I \Psi}{2} = \frac{(0{,}4\pi I w)^2}{8\pi} \left[G_в + \frac{g}{3l^2}(z^3 + m^3) \right],$$

и, следовательно, сила притяжения якоря (III. 4)

$$F_э = \frac{dW_м}{d\delta} = \frac{(0{,}4\pi I w)^2}{8\pi} \frac{d}{d\delta} \left[G_в + \frac{g}{3l^2}(z^3 + m^3) \right]$$

или, так как $d\delta = -dz$:

$$F_э = -\frac{(0{,}4\pi I w)^2}{8\pi} \left[\left(-\frac{dG_в}{d\delta} \right) + g\frac{z^2}{l^2} \right]. \qquad \text{(III. 12)}$$

Так как $\frac{dG_в}{d\delta}$ отрицательна (магнитная проводимость уменьшается при увеличении воздушного зазора), то оба члена в скобках арифметически суммируются. Знак минус указывает, что сила направлена в сторону уменьшения воздушного зазора и в дальнейшем изложении опускается.

Для цилиндрических с плоскими торцами сердечника и якоря (см. § III. 3)

$$G_в = \frac{\pi r^2}{\delta}, \quad \frac{dG_в}{d\delta} = -\frac{\pi r^2}{\delta^2}, \quad g = \frac{2\pi}{\ln\frac{R}{r}},$$

и выражение для силы принимает вид ($z = l - m - \delta$)

$$F_э = \frac{(0{,}4\pi I w)^2}{8\pi}\left[\frac{\pi r^2}{\delta^2} + \frac{2\pi}{\ln\frac{R}{r}}\frac{(l - m - \delta)^2}{l^2}\right]. \qquad (III.13)$$

Особый интерес представляет конструкция с коническим сердечником. В равноценных системах при замене сердечника с плоским торцем на конический получается значительное увеличение силы притяжения при больших воздушных зазорах, что позволяет значительно увеличить ход якоря. Выигрыш в силе объясняется сравнительно большей магнитной проводимостью $G_в$ в воздушном зазоре у конического сердечника.



Фиг. III. 12. Сравнение втяжных систем с плоским и коническим сердечником.

Сравним проводимость $G_{в.п}$ плоского и проводимость $G_{в.к}$ конического сердечника при одинаковых их размерах и одинаковом ходе якоря δ (фиг. III. 12,*а* и *б*):

$$G_{в.\,п} = \frac{ab}{\delta}$$

$$G_{в.\,к} = \frac{ab}{\cos\theta}\frac{1}{\delta_1} = $$

$$= \frac{ab}{\cos\theta}\frac{1}{\delta\cos\theta} = \frac{ab}{\delta}\frac{1}{\cos^2\theta}.$$

Отношение

$$\frac{G_{в.\,к}}{G_{в.\,п}} = \frac{1}{\cos^2\theta},$$

что, например, при $\theta = 60°$ дает

$$\frac{G_{в.\,к}}{G_{в.\,п}} = 4.$$

Аналогичный результат получается и для косого сердечника круглого сечения (фиг. III. 12,*в*).

Сила, действующая в этом случае на якорь в направлении его перемещения, меньше развиваемой электромагнитной силы

$$F_э = F\cos\theta,$$

т. е. результирующее увеличение силы притяжения якоря при коническом сердечнике пропорционально $\frac{1}{\cos\theta}$. Наиболее выгодное значение θ лежит в пределах 45—60° (в зависимости от материала магнитопровода и величины рабочего хода якоря).

При больших ходах (порядка 10—25 *мм*) сила притяжения конического сердечника значительно больше, чем у плоского (фиг. III. 12,*г*). Применяя в таких системах удлиненные катушки, рабочий ход якоря можно довести до 150—200 *мм*, что недостижимо для поворотных систем.

§ III. 3. МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РЕЛЕ

1. Определение необходимых ампервитков катушки реле

Выражения для электромеханической силы притяжения якоря, выведенные в предыдущем параграфе, получены в предположении, что магнитное сопротивление стали магнитопровода $R_{ст} \approx 0$. В некоторых случаях такого предположения сделать нельзя. Тогда формула (III. 8) дает величину только части общих ампервитков катушки, необходимой для проведения магнитного потока через воздушный зазор. Общие же ампервитки катушки IW_0, необходимые для проведения магнитного потока через зазор ($IW_в$) и через стальную часть магнитопровода ($IW_{ст}$), из этой формулы определить нельзя. Формула же Максвелла [(III. 9) и (III. 10)] применима и в этом случае, так как она выражает силу $F_э$ через величину магнитного потока Φ в зазоре, который при пренебрежении потоками рассеяния остается одинаковым для всего магнитопровода реле. Единственным ограничением применения этой формулы являются случаи разветвленной магнитной цепи, когда магнитные потоки на разных участках магнитной цепи могут быть неодинаковыми. Поэтому для определения необходимых общих ампервитков катушки IW_0, обеспечивающих создание требуемой величины $F_э$, найденной из построения механической характеристики, пользуются величиной магнитного потока Φ, вычисляемой по формуле Максвелла. Справедливость ее применения легко усмотреть и из выражения (III. 9). Действительно,

$$\frac{dR_м}{d\delta} = \frac{d(R_{ст} + R_в)}{d\delta} = \frac{dR_{ст}}{d\delta} + \frac{dR_в}{d\delta},$$

но так как $R_{ст}$ не зависит от величины зазора δ, то $\frac{dR_{ст}}{d\delta} = 0$, и в выражение для $F_э$ магнитное сопротивление стали не входит

$$F_э = \frac{\Phi^2}{8\pi} \frac{dR_в}{d\delta};$$

величина же общих ампервитков зависит от $R_{ст}$:

$$IW_0 = \frac{\Phi R_м}{0,4\pi} = \frac{\Phi}{0,4\pi}(R_{ст} + R_в).$$

Определение необходимых ампервитков катушки реле по известной силе притяжения якоря $F_э$ можно выполнить графически или аналитически.

Графическое решение (фиг. III. 13) возможно только для магнитопровода с одинаковым по длине сечением ($S_м$) [1] и принципиально отличается от рассмотренного в § I. 8 расчета магнитной цепи постоянных магнитов использованием кривой намагничивания материала магнитопровода вместо кривой размагничивания (для

[1] Обычно это условие наиболее желательно с точки зрения экономичности и габаритов конструкции.

постоянных магнитов). Все электромагниты почти не обладают остаточным магнетизмом и работают на кривой намагничивания. Определив по формуле Максвелла необходимый магнитный поток Φ в воздушном зазоре, индукцию в стали находим по формуле

$$B = \frac{\Phi}{S_{\text{м}}},$$

где $S_{\text{м}}$ — площадь сечения стали. Отложив значение B на графике, проводим горизонтальную прямую до пересечения ее с кривой намагничивания в точке N, являющейся рабочей точкой магнитной системы реле. Теперь, так как $IW_0 = IW_{\text{ст}} + IW_{\text{в}}$, для определения IW_0 достаточно провести из точки N прямую NA до пересечения с осью абсцисс под углом γ к этой оси, равным

$$\gamma = \operatorname{arc\,tg} \frac{l_{\text{м}}}{S_{\text{м}}} \mathfrak{G}_{\text{в}} \frac{m_H}{m_B}, \qquad \text{(III.14)}$$

где $l_{\text{м}}$ — длина магнитопровода; m_B и m_H — масштабы осей B и H.

Фиг. III.13. Расчет ампервитков катушки реле.

Из построенного графика можно найти $H_{\text{ст}}$, $H_{\text{в}}'$ и

$$H_0 = \frac{0{,}4\pi IW_0}{l_{\text{м}}}.$$

Тогда

$$IW_0 = \frac{H_0 l_{\text{м}}}{0{,}4\pi} = \frac{(H_{\text{ст}} + H_{\text{в}}')\, l_{\text{м}}}{0{,}4\pi}, \qquad \text{(III.15)}$$

где $H_{\text{в}}'$ — напряженность магнитного поля в воздушном зазоре, отнесенная к длине магнитопровода (фиктивная величина).

Решение обратной задачи, т. е. определение магнитного потока Φ в известном воздушном зазоре при заданных ампервитках катушки реле, может быть выполнено в обратной последовательности с помощью этих же формул (III. 15) и (III. 14) и графика, изображенного на фиг. III. 13. По заданным ампервиткам и конструктивным размерам магнитопровода подсчитываем H_0 и γ. Проведя из точки A прямую до пересечения с кривой намагничивания под углом γ к оси абсцисс, находим по точке N величину магнитной индукции и магнитного потока в стали. Зная поток и величину зазора δ, можно подсчитать магнитную индукцию в воздушном зазоре и величину электромеханической силы притяжения якоря по формуле Максвелла.

При более общем аналитическом определении IW_0, считая поток Φ одинаковым по всей длине магнитопровода, находим магнитную индукцию B_i во всех участках магнитной цепи с разными сечениями S_i по формуле

$$B_i = \frac{\Phi}{S_i}$$

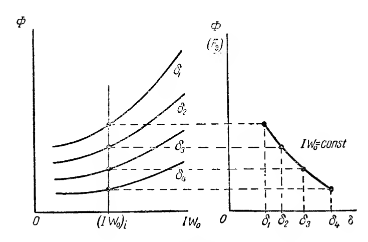
(для заданной силы $F_э$ величину Ф вычисляем по формуле Максвелла). Пользуясь кривой намагничивания, находим соответствующие значения магнитных напряженностей H_i во всех этих участках, а умножив полученные значения на длины l_i соответствующих участков, найдем части общей магнитодвижущей силы M для каждого участка магнитной цепи. Тогда общая магнитодвижущая сила

$$M=\sum_{1}^{i} H_i l_i + \Phi R_в = 0{,}4\pi I W_0, \qquad \text{(III. 16)}$$

где $\Phi R_в$ — часть магнитодвижущей силы, теряемая на сопротивлении воздушного зазора, i — количество различных участков магнитной цепи. Из выражения (III. 16) имеем

$$IW_0 = \frac{\sum_{1}^{i} H_i l_i + \Phi R_в}{0{,}4\pi}. \qquad \text{(III. 17)}$$

Задавшись несколькими значениями Ф и для каждого из них определив указанным способом величину IW_0, можно, построив кривые $\Phi = f(IW_0)$ для разных зазоров δ, решить и обратную задачу —



Фиг. III. 14. Графическое построение электромеханической характеристики реле.

определение по заданным ампервиткам катушки величины магнитного потока Ф в функции величины воздушного зазора. Тогда по формуле Максвелла при постоянных ампервитках $(IW_0)_i$ катушки можно построить электромеханическую характеристику реального электромагнитного реле. Принцип такого построения показан на фиг. III. 14 (без перевода Ф в значения силы $F_э$).

2. Вычисление магнитных сопротивлений

Для определения ампервитков реле, так же как и для вычисления силы притяжения, необходимо знать величины магнитных сопротивлений стального магнитопровода $R_{\text{ст}}$ и воздушного зазора $R_{\text{в}}$. В практических расчетах вместо магнитного сопротивления зазора часто употребляют обратную величину — $G_{\text{в}} = \frac{1}{R_{\text{в}}}$, называемую проводимостью воздушного зазора. Для определения сопротивления магнитопровода обычно пользуются формулой

$$R_{\text{ст}} = \sum_{1}^{i} \frac{l_i}{S_i \mu_i} + R_{\text{стык}}, \quad \text{(III. 18)}$$

где l_i, S_i и μ_i — соответственно длина, площадь поперечного сечения и магнитная проницаемость материала отдельных участков магнитопровода, а $R_{\text{стык}}$ — сумма магнитных сопротивлений стыков отдельных частей магнитопровода (сердечника с ярмом, якоря с ярмом и т. п.). Это сопротивление $R_{\text{стык}}$ в точных расчетах подсчитывается отдельно, так как в стыках деталей всё́гда имеются небольшие воздушные зазоры, сопротивление которых должно быть учтено. Магнитная проницаемость отдельных участков магнитопровода $\mu_i = \frac{B_i}{H_i}$ определяется по кривой намагничивания для известных значений $B_i = \frac{\Phi}{S_i}$ и в общем случае также различна для различных участков.

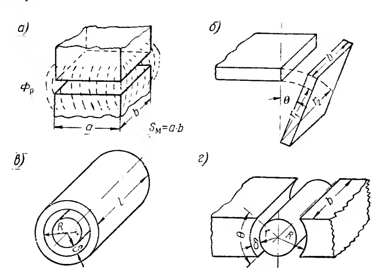
Магнитная проницаемость воздуха μ_0 постоянна и равна единице. Однако точное аналитическое определение магнитной проводимости воздушного зазора для любой формы граничных поверхностей магнитопровода сопряжено с большими трудностями. Даже для простейшего случая равномерного воздушного зазора между двумя параллельными плоскостями (фиг. III. 15,*а*) формула

$$G_{\text{в}} = \frac{S_{\text{в}}}{\delta} \approx \frac{S_{\text{м}}}{\delta} \quad \text{(III. 19)}$$

является только приближенной из-за наличия потоков рассеяния ($\Phi_{\text{р}}$), замыкающихся по воздуху между боковыми поверхностями магнитопровода. Эта формула дает тем бо́льшую погрешность, чем меньше отношение $\frac{S_{\text{м}}}{\delta}$, и практически применяется, если $\frac{S_{\text{м}}}{\delta} \geqslant 8 \div 10$, когда погрешность не превышает 5%.

Не вдаваясь в достаточно сложные вопросы вычисления воздушных проводимостей, приведем только употребляемые при этом фор-

мулы для наиболее часто встречающихся форм воздушных зазоров, изображенных на фиг. III. 15. Обозначения в формулах соответствуют фиг. III. 15.



Фиг. III. 15. Типовые формы воздушных зазоров.

1) Проводимость между непараллельными плоскостями (фиг. III. 15,*б*)

$$G_в = \frac{b}{\theta} \ln \frac{r_2}{r_1}, \tag{III. 20}$$

где угол θ дан в радианах.

2) Проводимость между двумя концентрическими цилиндрами (фиг. III. 15,*в*)

$$G_в = \frac{2\pi l}{\ln \frac{R}{r}} \tag{III. 21}$$

или для случая, когда $r \gg \delta$,

$$G_в = \frac{2\pi \left(r + \frac{\delta}{2}\right) l}{\delta}. \tag{III. 22}$$

3) Проводимость между концентрическими полюсными наконечниками и круглым сердечником (фиг. III. 15,*г*)

$$G_в = \frac{\theta b}{\ln \frac{R}{r}}, \tag{III. 23}$$

где угол θ дан в радианах.

Для случая $r \gg \delta$ эта формула принимает вид

$$G_в = \frac{\left(r + \frac{\delta}{2}\right) b\theta}{2\delta}. \qquad (III.24)$$

Проводимости рассеяния существуют не только около воздушного зазора, но и по всей длине магнитопровода между отдельными его частями. Потоки рассеяния являются обычно бесполезными (а часто даже вредными), так как на их создание тратится часть общей магнитодвижущей силы катушки реле. При постоянных ампервитках катушки за счет потоков рассеяния только часть полного магнитного потока, создаваемого катушкой, доходит до воздушного зазора и используется для полезной работы перемещения якоря. Аналитический учет влияния потоков рассеяния очень сложен и дает небольшую точность, поэтому на нем останавливаться не будем. На практике для учета влияния потоков рассеяния обычно пользуются экспериментальными поправочными коэффициентами, значения которых для разных конструкций магнитопроводов приводятся в справочных таблицах. Такой способ гораздо проще и обеспечивает точность расчета не меньшую (а иногда и бо́льшую), чем аналитический метод подсчета. Таблицы поправочных коэффициентов и правила их применения можно найти в справочниках и специальных руководствах по расчету реле и электромагнитов.

3. Материалы для магнитных цепей реле

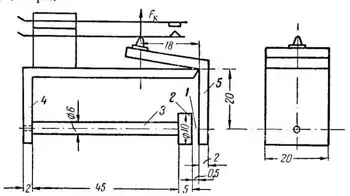
Материалы для магнитных цепей реле должны обладать большой магнитной проницаемостью при средних (от 2 до 100 эрстед) напряженностях магнитного поля и весьма малой коэрцитивной силой H_c. Для изготовления магнитопроводов реле наиболее часто применяется мягкая электротехническая сталь, характеризующаяся небольшим содержанием вредных примесей. Максимальная магнитная проницаемость электротехнической стали равна 3000—7000, а коэрцитивная сила H_c от 0,8 до 1,2 эрстед.

Магнитопроводы реле переменного тока для уменьшения потерь на гистерезис и вихревые токи собираются из листовой стали. Для магнитопроводов быстродействующих реле применяют кремнистую сталь (до 5% кремния) с повышенным удельным электрическим сопротивлением, что значительно уменьшает влияние вихревых токов на время срабатывания и отпускания реле.

Для магнитопроводов специальных высокочувствительных и быстродействующих электромагнитных и поляризованных реле применяют сплавы железа с никелем, обладающие высокой магнитной проницаемостью и ничтожными потерями на гистерезис. За счет этого удается значительно сократить габариты реле. Наиболее употребительным сплавом является пермаллой (78,5% никеля), магнитная проницаемость которого доходит до 100 000.

Механическая обработка стальных деталей сильно ухудшает их магнитные свойства вследствие явления поверхностного наклепа.

Для устранения этого явления стальные механически обработанные детали магнитопровода перед сборкой подвергают предварительному отжигу. Поверхностное покрытие (цинк, хром и т. п.) в местах стыков деталей магнитопровода увеличивает магнитное сопротивление и обычно учитывается при точном расчете как небольшие воздушные зазоры.



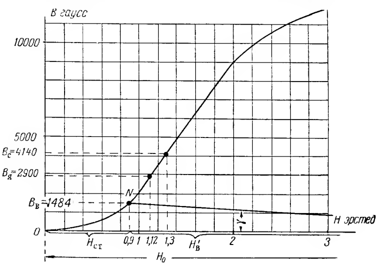
Фиг. III. 16. Конструкция реле к примеру 8.

Пример расчета 8. Определить ампервитки катушки, необходимые для срабатывания реле, если известны:

а) Конструкция реле (фиг. III. 16). Размеры даны в миллиметрах.

б) Кривая намагничивания материала магнитопровода (фиг. III. 17).

в) Общая сила сопротивления контактных пружин $F_к$=50 г.



Фиг. III. 17. Кривая намагничивания электротехнической стали к примеру 8.

Расчет выполнить приближенно, пренебрегая рассеянием и магнитным сопротивлением стыков (якоря с ярмом и ярма с сердечником) и считая зазор равномерным (между двумя параллельными плоскостями).

Решение: 1) Пересчитаем необходимую силу притяжения к центру сердечника и прибавим 10 *г* на сопротивление возвратной пружины:

$$F_к \cdot 18 = F \cdot 20,$$

откуда

$$F_э = F_к \frac{18}{20} + 10 = 50 \frac{18}{20} + 10 = 55 \ г = 54\,000 \text{ дин.}$$

2) Найдем магнитный поток в воздушном зазоре по формуле Максвелла

$$F_э \ [\text{дин}] = \frac{\Phi_в^2}{8\pi S_в},$$

где

$$S_в = \frac{\pi d_{фл}^2}{4} = \frac{3{,}14 \cdot 1^2}{4} \approx 0{,}78 \ см^2,$$

т. е.

$$\Phi_в = \sqrt{8\pi S_в F_э} = \sqrt{8 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}78 \cdot 54\,000} \approx 11\,600 \ мксв.$$

В дальнейшем, пренебрегая магнитным рассеянием, величину магнитного потока во всем магнитопроводе будем считать одинаковой и равной магнитному потоку в воздушном зазоре, т. е. $\Phi = \Phi_в$. При учете магнитного рассеяния поток Φ будет больше $\Phi_в$:

$$\Phi = \sigma \Phi_в,$$

где $\sigma > 1$ — коэффициент магнитного рассеяния, определяемый расчетом или по экспериментальным справочным данным. Методы расчета магнитного рассеяния и величины экспериментальных значений σ можно найти в специальных руководствах.

3) Индукцию в отдельных участках магнитопровода определяем по формуле

$$B_i = \frac{\Phi}{S_i}.$$

4) Напряженность магнитного поля ($H_в$) в воздушном зазоре численно равна индукции $B_в$. Для остальных участков магнитопровода напряженность находим по кривой намагничивания.

5) Части полной магнитодвижущей силы для отдельных участков магнитопровода вычисляем по формуле

$$m_i = H_i l_i.$$

Все вычисления сводим в табл. III.2.

Таблица III.2

Параметр	Участок магнитопровода (см. фиг. III.16)				
	Воздушный зазор 1	Фланец сердечника 2	Сердечник 3	Ярмо 4	Якорь 5
S_i *см²*	0,78	0,78	0,28	0,4	0,4
B_i *гс*	1484	1484	4140	2900	2900
H_i эрстед	1484	0,9	1,3	1,12	1,12
l_i *см*	0,05	0,5	4,5	7,0	2,0
$m_i = H_i l_i$	74,2	0,45	5,85	7,85	2,25

6) Суммарная магнитодвижущая сила

$$M=\sum_{i=1}^{i=5} m_i=74,2+0,45+5,85+7,85+2,25=90,6.$$

7) Необходимые ампервитки срабатывания реле

$$IW_{\text{ср}}=\frac{M}{0,4\pi}=\frac{90,6}{0,4\pi}=72,25 \text{ ампервитков.}$$

Принимая коэффициент запаса реле равным двум, примем окончательно

$$IW_0=144,5 \text{ ампервитков.}$$

8) Эту же задачу можно решить графически с помощью построения фиг. III.13 и формул (III.14) и (III.15), принимая $S_{\text{м}}=S_{\text{в}}=0,78$ $см^2=\text{const}$.

По формуле (III.14)

$$\operatorname{tg}\gamma=\frac{l_{\text{м}}}{S_{\text{м}}}G_{\text{в}}\frac{m_H}{m_B}=\frac{0,5+4,5+7+2}{0,78}\cdot\frac{0,78}{0,05}\cdot\frac{0,2}{1000}=0,056,$$

откуда

$$\gamma\approx 3°10'.$$

Так как на нашем графике линия, проведенная из точки N, под таким углом не пересекается с осью абсцисс, то вычислим H_B':

$$H_B'=\frac{B_{\text{в}}}{\operatorname{tg}\gamma}\cdot\frac{m_H}{m_B}=\frac{1484}{280}=5,3 \text{ эрстеда,}$$

где величину $\operatorname{tg}\gamma$ берем уже без учета масштабов m_H и m_B по осям.

Теперь по формуле (III.15) находим потребные ампервитки срабатывания реле:

$$IW_{\text{ср}}=\frac{(H_{\text{ст}}+H_B')\,l_{\text{м}}}{0,4\pi}=\frac{(0,9+5,3)\,14}{1,256}=69,5 \text{ ампервитка}$$

и окончательно $IW_0=139$ ампервитков (с двойным коэффициентом запаса).

9) Как видно, разница между результатами аналитического и графического расчета не превышает в нашем случае

$$\frac{144,5-139}{144,5}100=3,8\%$$

и обусловлена неодинаковостью площади сечения отдельных участков магнитопровода.

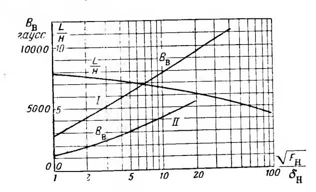
4. Основные положения методики проектирования электромагнитных механизмов

Во всех предыдущих рассуждениях предполагалась известной конструкция и размеры магнитопровода реле. На практике, однако, может встретиться задача проектирования новой конструкции, когда ни одна из имеющихся конструкций не отвечает поставленной задаче. В этом случае найти правильное решение сразу затруднительно и, чтобы избежать выполнения нескольких прикидочных расчетов, при проектировании обычно пользуются рядом экспериментальных данных, выявленных на основе опыта проектирования и эксплуатации большого числа конструкций электромагнитных механизмов.

Естественно, что прежде чем приступить к расчету, необходимо в первую очередь выяснить задачу, решаемую проектируемым устройством, т. е. определить его механическую характеристику. Обычно это легко сделать на основе кинематической схемы устройства (количество и размеры контактных групп, необходимая сила и ход якоря и т. п.).

После этого необходимо выбрать тип устройства (поворотное, втяжное и т. п.), учитывая необходимый ход якоря и развиваемое усилие, требуемое быстродействие, потребляемую мощность, требуемую форму электромеханической характеристики и т. п. факторы.

Дальнейший ход расчета может быть таким:



Фиг. III. 18. Экспериментальные расчетные графики: *I* — для втяжной системы; *II* — для поворотной системы.

1) Задаются величиной магнитной индукции $B_в$ в воздушном зазоре. Так как величина $B_в$ может колебаться в довольно широких пределах (от 600 до 10 000 *гс*), то для выбора $B_в$ пользуются экспериментальными кривыми, показанными на фиг. III. 18, для чего подсчитывают величину отношения

$$\frac{\sqrt{F_н\,[кг]}}{\delta_н\ [см]},$$

где $F_н$ и $\delta_н$ — значения начальных силы и зазора (при отпущенном якоре).

2) По формуле Максвелла

$$F_н = \frac{B_в^2 S_в}{5000^2}$$

определяют площадь сечения сердечника $S_в$, граничную с воздушным зазором. Зная $B_в$ и $S_в$, вычисляют магнитный поток в воздушном зазоре $\Phi_в = B_в S_в$.

3) Для определения остальных размеров магнитопровода задаются коэффициентом рассеяния магнитного потока σ. Значения σ для отпущенного якоря можно брать в пределах $\sigma = 1{,}3$—3, причем бóльшие значения σ берутся для систем с относительно большим

ходом якоря. Задавшись σ, вычисляют полный магнитный поток в стали магнитопровода:

$$\Phi = \sigma\Phi_{в}.$$

4) Для определения площади сечения $S_{ст}$ остальной части магнитопровода задаются величиной магнитной индукции $B_{ст}$ в ней. В предварительных расчетах обычных реле значение $B_{ст}$ принимают близким к индукции насыщения, т. е. порядка 12 000—14 000 *гс*, причем бо́льшие значения берутся для электротехнических, а меньшие — для торговых сортов сталей. Для высокочувствительных реле во избежание насыщения величину $B_{ст}$ берут меньше: 4000—7000 *гс*. Тогда

$$S_{ст} = \frac{\Phi}{B_{ст}}.$$

Обычно $S_{ст}$ меньше, чем $S_{в}$, и поэтому сердечник снабжается фланцем с площадью сечения, равной $S_{в}$.

5) Задаются отношением $\frac{L}{H}$ длины катушки к толщине намотки в пределах 4—8, причем меньшие значения берутся для систем с большим отношением $\frac{F_{н}}{\delta_{н}}$ и наоборот. Для ориентировочного выбора можно воспользоваться экспериментальной кривой, показанной на фиг. III. 18.

6) Теперь основные размеры магнитопровода определены. Остальные размеры магнитопровода находятся из конструктивных соображений. При этом в целях экономии материала стремятся выдержать площади сечения отдельных его участков приблизительно одинаковыми и равными $S_{ст}$.

Зная размеры магнитопровода, можно выполнить все остальные расчеты, т. е. определить ампервитки, построить электромеханическую характеристику и т. п.

§ III.4. КОНТАКТЫ И ОБМОТКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РЕЛЕ

Работа реле в схеме определяется, как уже указывалось, мощностью срабатывания и мощностью управления. Мощность срабатывания, помимо необходимых ампервитков катушки, определяется электрическими и конструктивными параметрами обмотки реле, т. е. ее размерами, числом витков, сопротивлением и т. п. Мощность управления определяется параметрами контактов, управляющих исполнительной цепью. Рассмотрим кратко основные соотношения для контактов и обмоток электрических реле.

1. Контакты реле

Электрическим контактом называют место соприкосновения двух (или нескольких) проводников между собой. Часто, однако, под этим названием понимают не место соприкосновения двух провод-

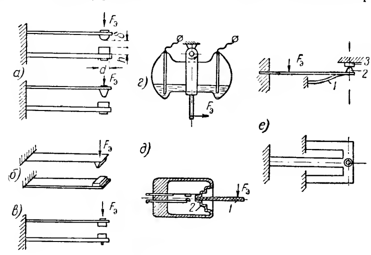
ников, а сами проводники. Этой трактовки и будем придерживаться в дальнейшем, понимая под контактом конструктивный элемент, служащий для замыкания или размыкания электрических цепей.

По конструктивному оформлению контакты разделяют на три основных группы (фиг. III. 19,*а*, *б*, *в*):

а) *точечные с соприкосновением* (теоретически) в *одной точке* (практически вследствие смятия при наличии контактного давления соприкосновение происходит по какой-то небольшой площадке);

б) *линейные с соприкосновением по «линии»*;

в) *плоскостные, когда соприкосновение* (теоретически) происходит *по плоскости* (практически хотя бы из-за небольших перекосов



Фиг. III. 19. Типы контактов.

соприкосновение обычно происходит только по части контактной плоскости).

В маломощной автоматике наибольшее распространение получил точечный тип контакта, так как он при малых мощностях управления обеспечивает надежное замыкание цепи уже при относительно малых контактных давлениях (т. е. силе нажатия одного контакта на другой). Контакты при этом укрепляются на упругих плоских пружинах, обеспечивающих им свободу взаимного перемещения. Некоторая подвижность нижней пружины (обычно более толстой) обеспечивает смягчение ударов при резком замыкании контактов и некоторое взаимное скольжение одного контакта по другому. Вследствие взаимного скольжения контактов происходит автоматическое очищение (соскабливание) пленки окислов на контактных поверхностях и более равномерное распределение их износа при искрообразовании.

Для управления очень мощными электрическими цепями применяются ртутные контакты (фиг. III. 19,*г*), в которых роль подвижного контакта играет ртуть, размыкающая электрическую цепь

при наклоне контактного устройства. Для управления относительно большими мощностями с помощью чувствительных малогабаритных реле применяют вакуумные контакты (фиг. III. 19,*д*). Наличие вакуума препятствует искрообразованию и позволяет повысить мощность, разрываемую контактами. Замыкание и размыкание контактов производится перемешением рычага *1*, впаянного в гофрированный отросток *2*, связанный механически с подвижным контактом. Увеличение максимально допустимой мощности, разрываемой чувствительным реле, можно получить и за счет увеличения скорости замыкания и размыкания контактов. Пример такой конструкции показан на фиг. III. 19,*е* (в двух проекциях). Здесь фигурная контактная пружина *1* прижимает подвижный контакт *2* к неподвижному *3*. Однако достаточно небольшого усилия $F_э$, чтобы ее состояние равновесия нарушилось и она за счет упругости изогнутых частей резко разорвала электрическую цепь, перебросив подвижный контакт вниз. Такой тип контакта иногда называется «опрокидывающимся» в связи с характером его работы.

Работоспособность контактов определяется тремя основными параметрами — максимально допустимой мощностью длительного замыкания контактов $P_{д\,max}$, максимально допустимой разрывной мощностью $P_{р\,max}$ и максимально допустимой частотой размыкания и замыкания.

1) При длительном замыкании контактов ток I в управляемой цепи, проходя по контактам, вызывает их нагрев, который при больших значениях тока может привести к расплавлению контактов. Максимальная мощность длительного замыкания $P_{д\,max}=I^2_mR_к$, т. е. определяется максимально допустимым током в управляемой цепи и сопротивлением контакта. Так как нагрев контактов проходящим по ним током определяется сопротивлением контактов и их теплоотдачей, то величина $P_{д\,max}$ зависит от формы, размеров, материала и сопротивления контактов. В табл. III. 3 приведены значения максимально допустимого тока I_m через серебряный контакт в зависимости от его диаметра d и толщины h.

Таблица III. 3

Максимально допустимый ток через серебряный контакт в зависимости от диаметра и толщины контакта

I_m *а*	до 1	1—5	5—10
d мм	1,5—3	3—5	5—8
h мм	1	1,5	2

Характеристики основных контактных материалов приведены в табл. III. 4. Подробные исследования характеристик контактных материалов проводились в Советском Союзе В. В. Усовым и др.

Материалы для контактов должны быть механически прочными, иметь высокие значения температуры плавления, теплопроводности и электропроводности, легко поддаваться механической обработке, обладать сопротивляемостью к окислению и вместе с тем быть дешевыми. Медь — наиболее дешевый, но и наиболее окисляемый

Таблица III. 4

Характеристики основных контактных материалов

Материал	Температура плавления в °С	Твердость по Бринелю в $кг/см^2$	Теплопроводность в $вт\,см\,°С$	Удельное сопротивление в $ом\,см \cdot 10^{-6}$	Параметры дугообразования		Максимально допустимый ток дугообразования при 110 *в в а*
					$U_д$ *в*	$I_д$ *а*	
Медь	1083	35	3,93	1,68	13	0,43	—
Серебро	961	25	4,16	1,58	12	0,4	0,6
Золото	1063	20	3,12	2,21	15	0,38	—
Платина	1773	50	0,7	10,5	17	0,9	0,85
Платино-иридий	1780	150	0,31	24,5	20	0,74	1
Вольфрам	3400	350	1,68	5,32	15	1	1,7

материал, поэтому она применяется только в малоответственных случаях для мощных контактов. Наиболее распространенным материалом для контактов является серебро. Серебряные контакты наиболее часто применяются в маломощной автоматике. Платина, золото и платино-иридий почти не окисляются при нормальных атмосферных условиях и поэтому применяются в основном для высокочувствительных реле с очень малыми контактными давлениями. Вольфрам, обладающий наибольшей механической прочностью и высокой температурой плавления, применяется для контактов, работающих при больших токовых нагрузках либо при большой частоте замыканий.

Так как удельное сопротивление контактных материалов обычно невелико, то сопротивление контакта $R_к$ определяется в основном электрическим сопротивлением поверхности соприкосновения подвижного и неподвижного контактов или так называемым переходным сопротивлением контакта. Соприкосновение контактов (фиг. III. 20,*а*) реально происходит не по плоскости, а по отдельным неровностям контактных поверхностей, подвергающихся смятию вследствие контактного давления. Следовательно, переходное сопротивление контакта $R_к$ зависит от величины контактного давления $F_к[кг]$, свойств материала и состояния (чистоты обработки, наличия окислов и т. п.) контактной поверхности. Величину $R_к$ можно выразить формулой

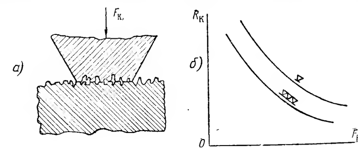
$$R_к = \frac{k}{\sqrt{\frac{F_к}{\sigma}}}, \tag{III. 25}$$

где σ — сопротивление смятию материала в $кг/мм^2$;

k — коэффициент, зависящий от свойств контактного материала и состояния его поверхности и определяемый обычно экспериментально.

На фиг. III. 20,*б* показан примерный вид зависимости $R_к$ от контактного давления при двух разных способах обработки поверхности контактов. Для высокочувствительных реле применяются контактные давления порядка 1—2 *г*, для реле меньшей чувствительности 5—10 *г* и для обычных маломощных реле (типа телефонных) 20—50 *г*.

2) При отходе подвижного контакта от неподвижного между ними может возникнуть электрическая дуга, разрушающая контакты вследствие переноса металла (эрозии) с одного контакта на другой и кратковременного, но сильного нагрева их. Мощность при дугообразовании выражается формулой $P_р = U_к I$. Электрическая дуга возникает при напряжениях и токах в контакте, превышающих определенные для каждого материала величины, указанные в

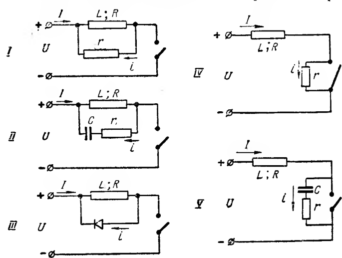


Фиг. III. 20. Переходное сопротивление контакта.

табл. III. 4. В обычных контактах гашение дуги происходит при расхождении их на такое расстояние, когда приложенное к контактам напряжение становится недостаточным для ее поддержания. С возрастанием величины разрываемого тока растет и длина дуги, но и в этом случае ее гашение может быть достигнуто увеличением хода контактов. Нагрев контактов тем больше, чем больше длительность горения дуги, т. е. чем медленнее затухает ток в цепи и чем медленнее осуществляется перемещение подвижного контакта. Следовательно, максимально допустимая разрывная мощность контактов зависит от их материала, величины разрываемого тока, скорости перемещения, хода контактов и приложенного к контакту напряжения. Теоретическое определение $P_{р\,max}$ очень сложно и не дает точных результатов, а потому эту величину определяют обычно экспериментально для разных типов контактов и их нагрузок. При разрыве цепей переменного тока, когда ток периодически проходит через нулевое значение, гашение дуги осуществляется значительно легче, так как при разведении контактов на какое-то расстояние она может погаснуть в момент $I=0$ и уже больше не зажечься ввиду недостаточной величины напряжения зажигания (поддерживать горение дуги значительно легче, чем зажигать дугу заново). Поэтому при одинаковых прочих условиях максимальная разрываемая мощность переменного тока может быть допущена в 2—3 раза большей, чем разрываемая мощность постоянного тока.

2. Методы искрогашения

Образование электрической дуги или сильное искрение между контактами (когда дуга быстро появляется и исчезает) происходит вследствие накопления энергии в индуктивности управляемой электрической цепи при ее коммутации. Поэтому, чем больше индуктивность коммутируемой цепи, тем хуже условия работы контактов. Для уменьшения искрообразования в релейных схемах применяют два основных типа искрогасящих устройств — устройства, шунтирующие индуктивность управляемой цепи, и устройства, шунтирующие сами контакты. Оба типа таких схем изображены на фиг. III. 21.



Фиг. III. 21. Схемы искрогашения.

Их работа основана на том, что магнитная энергия, накопленная в индуктивности, расходуется не в зазоре между контактами, а в каком-то дополнительном элементе электрической цепи.

В схеме *I* магнитная энергия при размыкании контактов расходуется в сопротивлении r контура $r—R—L$, которое должно быть в 5—10 раз больше сопротивления R основной цепи. Недостатком такой схемы является потеря энергии в сопротивлении r при постоянно замкнутых контактах. Этот недостаток устраняется, если сопротивление r включить последовательно с емкостью C, как это показано на схеме *II*. При этом, однако, надо опасаться возникновения колебаний в контуре $R—L—C$. Для отсутствия колебаний отношение $\frac{L}{C}$ должно быть выбрано из условия $\frac{L}{C} < \left(\frac{R+r}{2}\right)^2$. В ветви с емкостью при длительном замыкании или размыкании контактов потерь энергии не будет, так как ток через емкость будет проходить только в моменты коммутирования контактов.

В схеме *III* для этой же цели используется твердый выпрямитель. Для основного тока I сопротивление (обратное) выпрямителя

велико, и потерь энергии почти нет. Ток i, создаваемый электродвижущей силой самоиндукции, проходит в проводящем направлении выпрямителя и расходуется на его относительно небольшом прямом сопротивлении.

В схеме IV ток при размыкании контакта может проходить через шунтирующее сопротивление $r \approx (5-10)R$. Величина этого сопротивления ограничивается тем, что падение напряжения на нем при разомкнутом контакте должно быть меньше напряжения дугообразования. Недостатком схемы является потребление тока от источника питания при разомкнутом контакте.

Наибольшее распространение получила схема V с шунтированием контактов емкостью порядка 0,5—2 *мкф* (величина емкости подбирается экспериментально). При повторном замыкании контактов в этом случае искрообразование может вновь появиться вследствие большого разрядного тока конденсатора. Поэтому последовательно с ним рекомендуется ставить добавочное сопротивление r, на котором будет расходоваться разрядный ток конденсатора. Величину сопротивления r выбирают по экспериментальным формулам. Для серебряных контактов, например, можно принимать

$$r = \frac{U_C^2}{140},$$

где U_C — падение напряжения на конденсаторе.

Теоретическое обоснование расчета искрогасительных контуров было дано Г. М. Ждановым[1].

3. Обмотки реле

Правильный расчет обмотки реле должен обеспечить создание ею определенных ампервитков ($IW_{ср}$), необходимых для срабатывания реле, при одновременном отсутствии недопустимого перегрева обмотки протекающим по ней током. При выбранных размерах магнитопровода конструктивные размеры катушки являются вполне определенными, поэтому расчет обмотки реле сводится к определению диаметра d намоточного провода, сопротивления R и числа витков w.

Два основных типа применяемых в реле катушек — круглая и прямоугольная — показаны на фиг. III. 22. В соответствии с указанными обозначениями для круглой катушки:

а) ширина окна (заштрихованного сечения)

$$H = \frac{D_{вн} - D_0}{2};$$

б) длина среднего витка

$$l_{ср} = \pi D_{ср} = 0{,}5\pi\,(D_{вн} + D_0)$$

[1] Г. М. Жданов, Расчет искрогасительных контуров, «Электросвязь», 1940, № 3.

и для прямоугольной катушки:

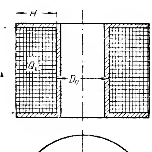
а) ширина окна

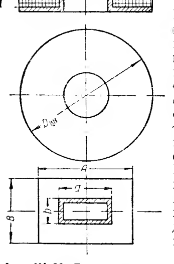
$$H=\frac{A-a}{2}=\frac{B-b}{2};$$

б) длина среднего витка

$$l_{ср}=2(a+b)+\pi H.$$

Сечение окна катушки для обоих типов $Q=LH$.





Фиг. III.22. Типы катушек реле.

В настоящее время для намотки катушек применяют главным образом медную проволоку с удельным сопротивлением $\rho=0{,}0175$ *ом мм²/м*. Диаметр проволоки с изоляцией d_1 несколько больше, чем ее диаметр d по меди:

$$d_1=k_1d=(1{,}1\div1{,}6)d.$$

В зависимости от диаметра используемой проволоки применяются два способа намотки катушек. При $d>0{,}35$ *мм* применяется «рядовая» намотка, когда витки наматываются плотными слоями и в двух слоях лежат точно друг над другом. При $d<0{,}35$ *мм* такую правильную намотку осуществить уже трудно и применяется так называемая «дикая» намотка, когда витки укладываются примерно рядами без соблюдения особой точности укладки. Естественно, что при одной и той же площади сечения в окне катушки в зависимости от способа намотки может уложиться разное число витков w. Для рядовой обмотки число витков вычисляется по формуле

$$w=\frac{L}{d_1}\frac{H}{d_1}=\frac{Q}{d_1^2}=\frac{Q}{k_1^2d^2}, \qquad (III.26)$$

а для дикой это сделать практически невозможно, и для определения числа витков пользуются хорошо оправдавшей себя экспериментальной зависимостью

$$w=w_0Q=\frac{Q}{\alpha d^2+\beta}, \qquad (III.27)$$

где для провода с эмалевой изоляцией $\alpha=1{,}25$ и $\beta=(0{,}003\div0{,}0016)$ *мм²*, причем большее значение β берется для меньших диаметров проволоки; w_0 называют «удельным числом витков» (числом витков на 1 *мм²* сечения окна катушки).

С точки зрения условий работы реле нужно различать случаи постоянства напряжения питания ($U=\mathrm{const}$) и постоянства тока ($I=\mathrm{const}$), когда реле включено последовательно с большим добавочным сопротивлением, определяющим величину тока.

1) Расчет обмотки для случая $U=\mathrm{const}$.

Ампервитки катушки заданы и равны

$$IW=\frac{U}{R}w.$$

Сопротивление катушки можно выразить так:

$$R=\frac{4\rho l_{\text{ср}}w}{\pi d^2}.$$

Тогда получим

$$IW=\frac{U\pi d^2}{4\rho l_{\text{ср}}},$$

откуда диаметр провода обмотки

$$d=\sqrt{\frac{4\rho l_{\text{ср}}IW}{\pi U}}. \qquad \text{(III. 28)}$$

2) Расчет обмотки для случая $I=\mathrm{const}$.

В этом случае

$$w=\frac{IW}{I},$$

и диаметр проволоки определяется по одной из формул (III. 26) или (III. 27):

$$d=\frac{d_1}{k_1}=\frac{1}{k_1}\sqrt{\frac{Q}{w}}$$

или

$$d=\sqrt{\frac{1}{\alpha}\left(\frac{Q}{w}-\beta\right)}.$$

Дальнейший расчет одинаков для всех случаев. Выбрав по сортаменту проволоки диаметр, ближайший к расчетному, определяем число витков:

для рядовой намотки

$$w=\frac{Q}{d_1^2},$$

а для дикой намотки

$$w=\frac{Q}{\alpha d^2+\beta}.$$

Сопротивление катушки равно

$$R=\frac{4\rho l_{\text{ср}}w}{\pi d^2}.$$

Выбранный диаметр провода необходимо проверить на допустимую плотность тока Δ (порядка 2,5—3 $a/мм^2$) по формуле

$$\Delta = \frac{I}{\frac{\pi d^2}{4}}$$

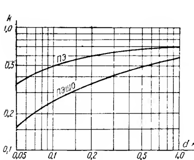
и на возможность размещения всех витков в заданном окне катушки.

Если обозначить отношение площади сечения меди провода $Q_м$ в окне катушки к общей площади сечения окна Q через коэффициент заполнения окна

$$k = \frac{Q_м}{Q},$$

то для площади сечения одного провода катушки можно записать

$$\frac{\pi d^2}{4} = \frac{Q_м}{w} = \frac{kQ}{w}.$$



Фиг. III. 23. Зависимость коэффициента заполнения окна от марки и диаметра провода обмотки.

Тогда выражение для сопротивления катушки можно записать так:

$$R = \frac{\rho l_{ср} w}{\frac{kQ}{w}} = \frac{\rho l_{ср} w^2}{kQ}. \qquad \text{(III. 29)}$$

Величина коэффициента заполнения окна зависит от способа намотки, типа изоляции и диаметра провода. На фиг. III. 23 показаны кривые этой зависимости. В достаточно широких пределах изменения диаметра провода величина k меняется сравнительно мало и практически может быть принята постоянной. Следовательно, мощность срабатывания реле

$$P_{ср} = i_{ср}^2 R = i_{ср}^2 \frac{\rho l_{ср} w^2}{kQ} = \frac{\rho l_{ср}}{kQ} (IW_{ср})^2 \qquad \text{(III. 30)}$$

практически пропорциональна квадрату ампервитков срабатывания реле. Так как ампервитки срабатывания при заданной конструкции реле есть величина постоянная, то и мощность реле для заданных конструктивных размеров есть величина постоянная, лишь незначительно меняющаяся в зависимости от изменения коэффициента заполнения окна. Следовательно, при расчете реле безразлично, что брать в качестве основного заданного параметра — $IW_{ср}$ или $P_{ср}$. Однако в выражение для $P_{ср}$ входит ряд конструктивных параметров, и поэтому величина $P_{ср}$ дает более полную характеристику реле как с точки зрения величины электромеханической силы, так и с точки зрения его габаритов. В связи с этим чувствительность различных типов реле более правильно характеризовать

величиной мощности срабатывания, а не величиной ампервитков срабатывания. Отсюда же можно сделать вывод о том, что ток срабатывания реле

$$i_{ср}=\frac{1}{\sqrt{R}}\sqrt{P_{ср}}$$

однозначно связан с величиной сопротивления реле. В самом деле, так как в заданных габаритах реле $P_{ср}$ постоянна, то перемотка катушки реле другим проводом, не изменив $P_{ср}$, изменит только величину тока срабатывания за счет изменения сопротивления обмотки. Например, если при $R=100$ *ом* $i_{ср}=10$ *ма*, то при $R=10\,000$ *ом* ток срабатывания уменьшится до 1 *ма* при той же мощности срабатывания.

При перемотке катушки реле проводом другого диаметра следует учитывать, что ее сопротивление изменяется обратно пропорционально четвертой степени диаметра. Действительно, если в (III. 30) подставить $w=\frac{kQ}{\frac{\pi d^2}{4}}$, то для сопротивления катушки получим

$$R=\frac{16\rho l_{ср}kQ}{\pi^2}\frac{1}{d^4}=\frac{k_2}{d^4},$$

где $k_2=\frac{16\rho l_{ср}kQ}{\pi^2}$ — приблизительно постоянный коэффициент, характеризующий конструкцию реле и материал провода обмотки.

Остановимся в заключение на определении диаметра провода в более общем случае, когда реле включено последовательно с добавочным сопротивлением $R_д$, величина которого сравнима с R, т. е. сопротивление реле R также влияет на величину тока I. В этом случае

$$IW=\frac{U}{R+R_д}w.$$

Выразим w и R через диаметр провода и коэффициент заполнения:

$$w=\frac{4kQ}{\pi d^2}=\frac{k_3}{d^2}, \quad R=\frac{k_2}{d^4}.$$

Тогда

$$IW=\frac{U}{\frac{k_2}{d^4}+R_д}\frac{k_3}{d^2}$$

или после несложных преобразований

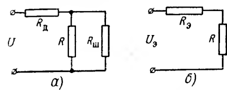
$$d^4-\frac{k_3U}{R_дIW}d^2+\frac{k_2}{R_д}=0,$$

откуда

$$d^2=\frac{1}{2}\,\frac{k_3U}{R_д IW}\pm\sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{k_3U}{R_д IW}\right)^2-\frac{k_2}{R_д}}=$$

$$=\frac{2kQU}{\pi R_д IW}\pm\sqrt{\left(\frac{2kQU}{\pi R_д IW}\right)^2-\frac{16\rho l_{ср}kQ}{\pi^2 R_д}}. \qquad (III.31)$$

При известных Q, $R_д$, $l_{ср}$, k и IW получающийся диаметр провода, учитывая знак $\pm$, может иметь два значения. Физический смысл этого заключается в том, что необходимые ампервитки можно получить либо за счет большого тока и малого числа витков (знак +), либо за счет малого тока и большого числа витков (знак —).



Фиг. III.24. Замена сложной схемы включения реле (*а*) эквивалентной схемой (*б*).

Любую другую более сложную схему включения реле можно привести к только что рассмотренной, вводя эквивалентное напряжение $U_э$ и эквивалентное добавочное сопротивление $R_э$ (фиг. III.24,*б*), т. е. записывая выражение для ампервитков в виде

$$IW=\frac{U_э}{R+R_э}\,w.$$

Так, например, для схемы фиг. III.24,*а*

$$I=\frac{U}{R_д\,\dfrac{R_ш R}{R_ш+R}}\;\frac{R_ш R}{R_ш+R}\;\frac{1}{R}=\frac{U\,\dfrac{R_ш}{R_д+R_ш}}{R+\dfrac{R_д R_ш}{R_д+R_ш}}=\frac{U_э}{R+R_э},$$

где

$$U_э=U\,\frac{R_ш}{R_д+R_ш} \quad \text{и} \quad R_э=\frac{R_д R_ш}{R_д+R_ш}$$

подсчитываются легко.

§ III.5. ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РЕЛЕ

1. Переходные процессы в электромагнитном реле

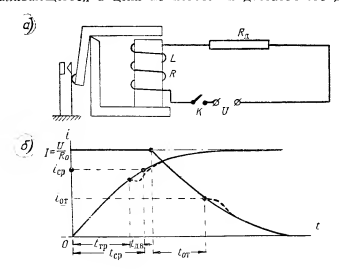
Для заданной конструкции реле время его трогания $t_{тр}$ определяется электрическими параметрами управляющей цепи — напряжением питания U, индуктивностью обмотки L и активным сопротивлением R_0 (включая сопротивление обмотки реле и добавочные сопротивления).

Рассмотрим процессы, происходящие в обмотке реле при включении его в электрическую цепь по схеме фиг. III.25, на которой L — индуктивность обмотки при отпущенном якоре, R — со-

противление обмотки реле, $R_д$ — добавочное сопротивление, $R_0=R+R_д$ — общее активное сопротивление электрической цепи. При рассмотрении будем предполагать, что якорь реле все время принужденно удерживается в начальном отпущенном положении, т. е. индуктивность обмотки реле постоянна. После замыкания ключа K нарастание тока i в обмотке реле будет определяться уравнением

$$U=R_0 i+L\frac{di}{dt}. \qquad \text{(III. 32)}$$

Представим величину тока i в виде суммы ($i=I+i_п$) тока $I=\frac{U}{R_0}$, устанавливающегося в цепи по истечении достаточного для окон-



Фиг. III. 25. Включение реле в электрическую цепь.

чания переходных процессов промежутка времени, и тока $i_п$ переходного режима, создаваемого за счет самоиндукции. Тогда

$$U=R_0(I+i_п)+L\frac{d(I+i_п)}{dt}=R_0 i_п+U+L\frac{di_п}{dt},$$

откуда

$$L\frac{di_п}{dt}+R_0 i_п=0. \qquad \text{(III. 33)}$$

Преобразуем последнее уравнение к виду

$$\frac{di_п}{i_п}=-\frac{R_0}{L}\,dt$$

и проинтегрируем:

$$\int\frac{di_п}{i_п}=-\frac{R_0}{L}\int dt$$

или

$$\ln i_п - \ln c_1 = -\frac{R_0}{L} t,$$

откуда получим

$$i_п = c_1 e^{-\frac{R_0}{L} t},$$

где c_1— произвольная постоянная, определяемая из начальных условий.

Как известно, общее решение дифференциального уравнения складывается из суммы решений для I и $i_п$, т. е.

$$i = I + i_п = \frac{U}{R_0} + c_1 e^{-\frac{R_0}{L} t}.$$

Для определения постоянной c_1 решим полученное равенство для начального момента времени $t=0$, когда известно, что ток $i=0$. Тогда получим

$$0 = \frac{U}{R_0} + c_1,$$

откуда

$$c_1 = -\frac{U}{R_0}.$$

Подставляя это значение, найдем окончательное выражение для закона изменения тока в рассматриваемой электрической цепи

$$i = \frac{U}{R_0}\left(1 - e^{-\frac{R_0}{L} t}\right). \qquad \text{(III. 34)}$$

Для случая выключения цепи таким же образом можно найти

$$i = I e^{-\frac{R_0}{L'} t}, \qquad \text{(III. 35)}$$

где I — установившееся значение тока в цепи реле;

L'— индуктивность обмотки реле при притянутом якоре.

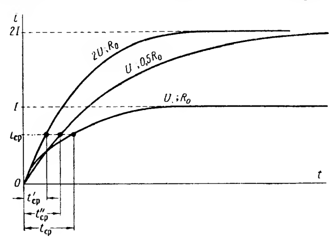
Обе эти закономерности показаны на фиг. III. 25.

Реальный процесс изменения тока в переходном режиме, показанный на этом же графике пунктиром, будет несколько отличаться от закономерностей (III. 34) и (III. 35). При выводе этих закономерностей предполагалось, что якорь реле удерживается в отпущенном (или притянутом) положении. На самом деле при достижении током величины $i_{тр}$ якорь реле начинает перемещаться. При этом индуктивность обмотки меняется, и ток в интервале времени движения якоря несколько отступает от теоретической кривой. Учесть это явление математически трудно, и, кроме того, для реле и маломощных электромагнитов перемещение якоря мало, т. е. изменение индуктивности обмотки будет очень невелико. Поэтому этим явлением обычно пренебрегают и пользуются в расчетах уравнениями (III. 34) и (III. 35) без всяких поправок.

2. Зависимость времени срабатывания реле от схемы включения

При заданной величине тока срабатывания реле характер кривой нарастания тока и, в частности, величина $\tau = \frac{L}{R_0}$ определяют величину времени срабатывания реле. Рассмотрим зависимость времени срабатывания от отдельных параметров реле.

1) Влияние U и $R_д$. Изменение величин напряжения питания и добавочного сопротивления (а значит, и R_0) изменяет величину установившегося тока. При этом для постоянной (при R=const)



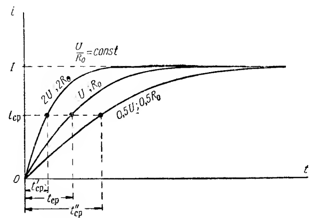
Фиг. III. 26. Влияние U и R_0 на $t_{ср}$ реле.

величины тока срабатывания реле его время срабатывания изменяется (фиг. III. 26). Увеличение U и уменьшение $R_д$ уменьшают, а уменьшение U и увеличение $R_д$ увеличивают время срабатывания. Одинаковое изменение U по сравнению с таким же изменением $R_д$ дает больший эффект, так как величина R_0 только частично определяется величиной $R_д$, и, кроме того, при изменении $R_{\text{д}}$ меняется постоянная времени τ. Как видно из фиг. III. 26, увеличение U в два раза дает большее уменьшение $t_{ср}$ при том же установившемся токе, чем уменьшение в два раза R_0. Регулирование величины $t_{ср}$ с помощью изменения U и $R_д$, однако, существенно ограничивается, с одной стороны, допустимым нагревом обмотки при увеличении установившегося тока, а с другой стороны, понижением надежности срабатывания реле при уменьшении установившегося тока. Более целесообразен поэтому способ регулирования $t_{ср}$ одновременным изменением R_0 и U так, чтобы их отношение, а значит, и величина установившегося тока реле оставались постоянными:

$$\frac{U}{R_0} = I = \text{const}.$$

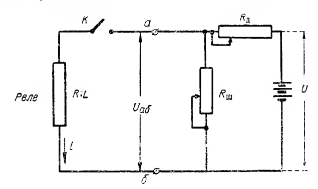
Изменение времени срабатывания реле в этом случае иллюстрируется фиг. III. 27.

2) Еще более удобным способом регулирования $t_{ср}$, позволяющим обойтись без изменения напряжения питания, является схема



Фиг. III. 27. Регулирование $t_{ср}$ при $\frac{U}{R_0}$ =const.

с шунтирующим сопротивлением, показанная на фиг. III. 28. Эту схему можно рассматривать как схему питания реле источником



Фиг. III. 28. Включение реле с шунтирующим сопротивлением.

напряжения $U_{аб}$, обладающим собственным внутренним сопротивлением

$$R_i = \frac{R_д R_ш}{R_д + R_ш}.$$

Тогда ее можно рассматривать аналогично схеме, изображенной на фиг. III. 25, и применять те же конечные формулы, если заменить сопротивление $R_д$ сопротивлением R_i, а величину установив-

шегося тока подсчитать по теореме об эквивалентном генераторе (I. 1):

$$I=\frac{U_{аб}}{R+R_i}=\frac{\frac{U}{R_д+R_ш}R_ш}{R+\frac{R_д R_ш}{R_д+R_ш}}=\frac{U}{R_д+R\left(1+\frac{R_д}{R_ш}\right)}.$$

Общее сопротивление цепи в этом случае равно

$$R_0=R+\frac{R_д R_ш}{R_д+R_ш},$$

и формулы (III. 34) и (III. 35) принимают вид

$$i=\frac{U}{R_д+R\left(1+\frac{R_д}{R_ш}\right)}\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \qquad (III. 36)$$

для включения цепи и

$$i=\frac{U}{R_д+R\left(1+\frac{R_д}{R_ш}\right)}e^{-\frac{t}{\tau'}} \qquad (III. 37)$$

для выключения цепи, где $\tau'=\frac{L'}{R_0}$, а

$$\tau=\frac{L}{R_0}=\frac{L}{R+\frac{R_д R_ш}{R_д+R_ш}}. \qquad (III. 38)$$

Из этих выражений видно, что регулировать $t_{ср}$ без изменения U и величины установившегося тока в этой схеме можно, изменяя $R_д$ и $R_ш$. При этом изменяется τ, а значит, и время срабатывания реле.

3. Определение времени срабатывания реле

Если известны ток срабатывания, индуктивность и сопротивление R_0 цепи обмотки реле, то его время срабатывания можно легко вычислить. Подставляя в формулу (III. 34) $i_{ср}$ вместо i и $t_{ср}$ вместо t, получим

$$i_{ср}=I\left(1-e^{-\frac{R_0}{L}t_{ср}}\right)$$

или

$$\left(1-\frac{i_{ср}}{I}\right)=e^{-\frac{R_0}{L}t_{ср}},$$

откуда

$$t_{ср}=\frac{L}{R_0}\ln\left(\frac{I}{I-i_{ср}}\right)=\tau\ln\left(\frac{I}{I-i_{ср}}\right), \qquad (III. 39)$$

и аналогично для времени отпускания реле найдем

$$t_{от} = \frac{L'}{R_0} \ln \frac{I}{i_{от}} = \tau' \ln \frac{I}{i_{от}}, \qquad (III.40)$$

где I — величина установившегося тока.

Из написанных выражений, так же как и из фиг. III. 25, следует, что так как $t_{ср}$ и $i_{от}$ — величины постоянные, то увеличение установившегося тока, уменьшая $t_{ср}$, всегда увеличивает $t_{от}$. Это следует учитывать в тех случаях, когда при работе устройства важно иметь не только малое $t_{ср}$, но и малое $t_{от}$. Одновременное уменьшение $t_{ср}$ и $t_{от}$ невозможно, и в этом случае необходимо какое-то компромиссное решение.

Наличие вихревых токов в стали магнитопровода всегда увеличивает $t_{ср}$ и $t_{от}$, так как они задерживают нарастание и убывание основного тока. Поэтому качество материала магнитопровода существенно влияет на временные характеристики реле. Быстродействующие реле всегда изготовляют из высококачественной стали с высоким удельным электрическим сопротивлением, зачастую набираемой в виде отдельных тонких пластин. Замедленные реле, наоборот, всегда имеют массивный сплошной сердечник, и качество материала магнитопровода для них не так существенно.

Увеличение воздушного зазора реле, увеличивая магнитное сопротивление, уменьшает индуктивность обмотки реле, т. е. его постоянную времени и величину времени срабатывания реле. Однако величина зазора обычно выбирается из других соображений.

В нормальных производственных условиях вычисление времени срабатывания реле затруднено тем, что бывает трудно определить индуктивность L его обмотки. Кроме того, вычисление $t_{ср}$ не учитывает погрешностей, вносимых влиянием вихревых токов и времени движения якоря. Поэтому часто применяются экспериментальные методы определения $t_{ср}$, схема одного из которых приведена на фиг. III. 29. Здесь *Б. Г* — баллистический гальванометр, включенный в диагональ мостовой схемы, составленной из активных сопротивлений и уравновешенной при замкнутых контактах K_2 и K_3. *И. Р* — испытуемое реле с нормально разомкнутым контактом K_3. *В. Р* — вспомогательное реле с двумя нормально разомкнутыми контактами K_1 и K_2. Процесс измерения заключается в следующем. До начала измерения контакты K_2 и K_3 разомкнуты, и ток через *Б. Г* не проходит. При нажатии ключа K срабатывает *В. Р* и одновременно замыкаются контакты K_1 и K_2. Через *Б. Г* начинает проходить ток, и одновременно ток поступает в обмотку *И. Р*. Через время $t_{ср}$ *И. Р* замкнет контакт K_3, чем приведет в равновесие мостовую схему. При этом ток в *Б. Г* прекратится. Таким образом, ток $I_{пр}$ в баллистическом гальванометре проходит только в течение времени срабатывания *И. Р*. Отброс стрелки баллистического гальванометра [см. формулу (I. 43)]

$$\alpha_{max} = S_б Q,$$

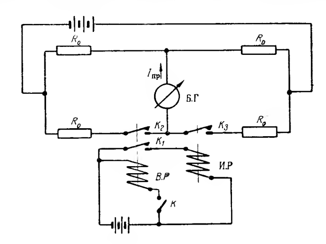
где

$$Q = I_{пр} t_{ср}.$$

Следовательно,

$$t_{ср}=\frac{\alpha_{max}}{S_б I_{пр}},$$

т. е. по показаниям баллистического гальванометра, вычислив ток $I_{пр}$, можно судить о времени срабатывания реле. С помощью этой же схемы можно определить и время отпускания *И. Р.* В этом случае перед началом измерения ключ K нажат, и контакты K_1, K_2 и K_3 замкнуты. Мост при этом в равновесии, и через баллистический гальванометр ток не проходит. При отпускании ключа *В. Р* выключается, и контакты K_1 и K_2 размыкаются. Через баллистиче-



Фиг. III. 29. Схема для измерения времени срабатывания реле.

ский гальванометр начинает проходить ток. Одновременно размыкается цепь питания *И. Р*, и через время $t_{от}$ оно разомкнет контакт K_3. При этом ток в баллистическом гальванометре прекратится. Время отпускания определяется по отбросу баллистического гальванометра:

$$t_{от}=\frac{\alpha_{max}}{S_б I_{пр}}.$$

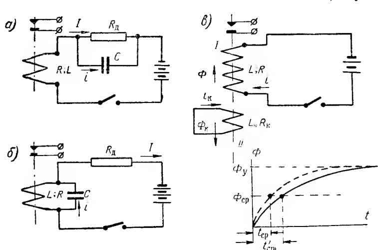
Принцип действия и особенности работы баллистического гальванометра см. в § I. 8.

4. Ускорение и замедление срабатывания реле

Рассмотренные выше способы позволяют регулировать время срабатывания реле только в небольших пределах.

Для более значительного изменения $t_{ср}$ (в 5—10 раз) применяются специальные способы, из которых наиболее распространенные показаны на фиг. III. 30.

На фиг. III. 30,*а* показан способ ускорения срабатывания реле с помощью шунтирования добавочного сопротивления $R_д$ конденсатором C. В этом случае при замыкании ключа ток i переходного режима проходит через конденсатор, представляющий для него очень малое сопротивление, в обход $R_д$ и может быстро нарастать до значительной величины. Этим объясняется ускорение процесса срабатывания. Из-за малости промежутка существования тока переходного режима он не успеет перегреть обмотку реле, а установившееся значение тока I, проходящего через сопротивления R, (так как конденсатор не пропускает постоянного тока), будет зна-



Фиг. III. 30. Схемы ускорения и замедления срабатывания электромагнитных реле.

чительно меньше и перегрева обмотки не вызовет. Ориентировочный выбор величины емкости конденсатора может быть сделан по условию

$$C = \frac{L}{R_д^2},$$

вывод этой формулы не приводится.

Время срабатывания реле в такой схеме будет тем меньше, чем больше емкость конденсатора и чем больше величина отношения $\frac{R_д}{R}$. Максимально возможная величина $R_д$ выбирается по условию минимально допустимого установившегося тока:

$$I_{min} = \frac{U}{R + R_{д\,max}}.$$

На фиг. III. 30,*б* показан способ замедления срабатывания реле с помощью шунтирования его обмотки конденсатором C.

В этом случае при замыкании ключа ток i переходного режима вначале устремляется через емкость в обход индуктивности L реле, представляющей для него значительное сопротивление. Ток в обмотке реле начинает нарастать только к концу переходного режима, когда скорость изменения тока i становится уже небольшой, что и вызывает замедление срабатывания, пропорциональное величине емкости конденсатора C. Величина установившегося тока попрежнему определяется суммой добавочного сопротивления $R_д$ и сопротивления реле R.

На фиг III. 30,*в* показан способ замедления срабатывания реле с помощью дополнительной короткозамкнутой обмотки *II*, обладающей индуктивностью $L_к$ и очень незначительным активным сопротивлением $R_к$. Обычно эта обмотка изготовляется в виде массивной медной втулки, надеваемой на сердечник магнитопровода реле под основной обмоткой и являющейся короткозамкнутым витком. При переходном режиме включения реле в этой втулке индуктируется ток, создающий магнитный поток $\Phi_к$, противоположный по направлению основному магнитному потоку Φ и задерживающий его нарастание. Время нарастания магнитного потока Φ до величины $\Phi_{ср}$ удлиняется, и время срабатывания реле увеличивается (фиг. III. 30,*в*).

Пример расчета 9. Определить параметры обмотки, время срабатывания и электрические параметры реле из примера 8, если известно, что напряжение питания реле $U = 12$ *в*, а время срабатывания реле не должно превышать 10 *м сек*.

Решение: 1) Из эскиза магнитопровода, учитывая толщину каркаса катушки (2 *мм*), найдем габарнты обмотки:

$$L = 45 - 2 \cdot 2 = 41 \text{ мм},$$

$$D_0 = d_c + 2 \cdot 2 = 6 + 4 = 10 \text{ мм}.$$

Высота обмотки H должна быть приблизительно равна диаметру сердечника d_c. Как видно из эскиза, высоту обмотки можно сделать и больше, но при этом оказывается (в большинстве случаев), что бесполезно увеличится расход провода и вес реле, так как реле может хорошо работать и при меньшей высоте обмотки. Выбирая это наивыгоднейшее соотношение, получим

$$H \approx d_c = 6 \text{ мм},$$

тогда

$$D_{вн} = 2H + D_0 = 2 \cdot 6 + 10 = 22 \text{ мм}.$$

Длина среднего витка обмотки

$$l_{ср} = 0,5\pi (D_{вн} + D_0) = 0,5 \cdot 3,14 (22 + 10) \approx 50 \text{ мм} = 0,05 \text{ м}.$$

Сечение окна обмотки

$$Q = LH = 41 \cdot 6 = 246 \text{ мм}^2.$$

2) Рабочие ампервитки реле с двойным коэффициентом запаса

$$IW = 2IW_{ср} = 2 \cdot 70 = 140 \text{ ампервитков}.$$

По формуле (III. 28) подсчитаем диаметр провода обмотки:

$$d = \sqrt{\frac{4\rho l_{ср} IW}{\pi U}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,0175 \cdot 0,05 \cdot 140}{3,14 \cdot 12}} = 0,114 \text{ мм}.$$

Выбираем ближайший диаметр по сортаменту $d = 0{,}12$ *мм*.

3) Так как $d < 0,35$ *мм*, то, принимая дикую намотку, найдем по формуле (III. 27) число ее витков

$$w = \frac{Q}{\alpha d^2 + \beta} = \frac{246}{1,25 \cdot 0,12^2 + 0,003} = 11\,700 \text{ витков.}$$

4) Теперь можно определить сопротивление обмотки

$$R = \frac{\rho l_{ср} w}{\frac{\pi d^2}{4}} = \frac{0,0175 \cdot 0,05 \cdot 11\,700}{0,0113} \approx 910 \; ом.$$

5) Величина установившегося тока

$$I = \frac{U}{R} = \frac{12}{910} = 13,2 \; ма,$$

а величина тока срабатывания реле

$$i_{ср} = \frac{IW_{ср}}{w} = \frac{70}{11\,700} \approx 6 \; ма.$$

Величина мощности срабатывания реле

$$P_{ср} = i_{ср}^2 R = 0,006^2 \cdot 910 = 33 \; мвт.$$

Плотность тока в катушке

$$\Delta = \frac{I}{\frac{\pi d^2}{4}} = \frac{0,0132}{0,0113} = 1,17 \; а/мм^2,$$

т. е. значительно меньше допустимой ($\Delta_{max} \approx 3 \; а/мм^2$).

6) Индуктивность катушки со стальным сердечником, имеющим воздушный зазор δ, вычисляется по хорошо известной формуле

$$L \; (гн) = \frac{0,4\pi w^2 10^{-8}}{R_{ст} + R_в}. \qquad \text{(III. 41)}$$

Здесь $R_в = \frac{\delta}{S_в} = \frac{0,05}{0,78} = 0,064$ — магнитное сопротивление воздушного зазора, а магнитное сопротивление стали, пренебрегая сопротивлением стыков, найдем по формуле (III. 18) и по данным табл. III. 2. Для этого предварительно подсчитаем проницаемости $\mu_i = \frac{B_i}{H_i}$ отдельных участков магнитопровода (см. эскиз фиг. III. 16):

$$\mu_2 = \frac{1,484}{0,9} = 1650;$$

$$\mu_3 = \frac{4140}{1,3} = 3180;$$

$$\mu_4 = \frac{2900}{1,12} = 2590 = \mu_5.$$

Тогда

$$R_{ст} = \sum_{i=2}^{i=5} \frac{l_i}{S_i \mu_i} = \frac{0,5}{0,78 \cdot 1650} + \frac{4,5}{0,28 \cdot 3180} + \frac{7}{0,4 \cdot 2590} + \frac{2}{0,4 \cdot 2590} \approx 0,014.$$

Подставляя найденные значения в (III. 41), получим

$$L = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 11\,700^2 \cdot 10^{-8}}{0,014 + 0,064} \approx 22 \text{ генри.}$$

7) Вычислим по формуле (III.39) время срабатывания реле

$$t_{ср} = \frac{L}{R} \ln \frac{I}{I - i_{ср}} = \frac{22}{910} \ln \frac{13{,}2}{13{,}2 - 6} = 0{,}0135 \text{ сек.} = 13{,}5 \text{ мсек.}$$

Так как время срабатывания получилось больше необходимого, а по плотности тока имеется запас, то для уменьшения $t_{ср}$ до 10 *мсек* можно увеличить установившийся ток I увеличением напряжения питания. Найдем величину I из равенства

$$0{,}01 \text{ сек.} = \frac{22}{910} \ln \frac{I}{I - 6},$$

откуда

$$\frac{I}{I - 6} = e^{0{,}415} = 1{,}51$$

и

$$I \approx 3 i_{ср} = 18 \text{ ма}.$$

Следовательно, напряжение питания реле необходимо увеличить до значения

$$U = IR = 910 \cdot 0{,}018 = 16{,}5 \text{ в}.$$

При этом рабочие ампервитки реле будут равны $IW = 0{,}018 \cdot 11\,700 = 210$ ампервитков, а коэффициент запаса реле по срабатыванию

$$k_з = \frac{IW}{IW_{ср}} = \frac{210}{70} = 3.$$

§ III.6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Электромагнитные реле переменного тока из-за свойственных им недостатков получили значительно меньшее распространение по сравнению с реле постоянного тока. Недостатками реле этого типа являются большая сложность и стоимость, наличие вибраций якоря, меньшая сила притяжения якоря, необходимость сборки магнитопровода из листовой стали и т. п. В последнее время в связи с развитием твердых выпрямителей предпочитают и для маломощных цепей переменного тока использовать реле постоянного тока, снабжая их отдельными выпрямительными устройствами, смонтированными на корпусе реле.

Так как электромагнитная сила притяжения якоря пропорциональна квадрату ампервитков, т. е. не меняет своего направления при изменении направления тока, то работа реле переменного тока принципиально не отличается от работы реле постоянного тока, которое, вообще говоря, может быть использовано и в цепи переменного тока. Однако для реле переменного тока существует ряд особенностей работы, на которых хотя бы кратко необходимо остановиться.

1. Электромеханическая характеристика

Приложенное к реле переменное напряжение U расходуется на активное и реактивное падение напряжений. Для промышленной частоты индуктивное сопротивление нормальных реле переменного тока настолько больше их активного сопротивления, что последним

можно пренебречь. Следовательно, все приложенное напряжение уравновешивается э. д. с. самоиндукции в обмотке:

$$U = e_L.$$

Но так как э. д. с. самоиндукции пропорциональна по величине магнитному потоку Ф

$$e_L = 4{,}44 f \Phi 10^{-8} w,$$

где $f = \frac{\omega}{2\pi}$ — частота переменного тока в периодах в секунду;

Ф — магнитный поток в максвеллах, то можно считать, что

$$U = 4{,}44 f w \Phi 10^{-8},$$

откуда

$$\Phi = \frac{U 10^8}{4{,}44 f w}, \qquad \text{(III. 42)}$$

т. е. не зависит от величины магнитного сопротивления воздушного зазора $R_в$. Подставляя это выражение в формулу (III. 10), получим, что величина электромеханической силы притяжения якоря также не зависит от величины $R_в$, т. е. и от величины воздушного зазора δ. Следовательно, электромеханическая характеристика $F_э = f(\delta)$ реле переменного тока практически будет выражаться прямой, параллельной оси δ. Исходя из этого расчетную величину силы притяжения $F_э$ для реле переменного тока выбирают по максимальной величине силы сопротивления $F_м$. Для большинства механических характеристик реле сила максимальна при нулевом зазоре, поэтому расчет ведется на удержание якоря в притянутом положении. Величина силы притяжения подсчитывается по формуле Максвелла. При больших воздушных зазорах начинает сказываться влияние магнитного рассеяния, и электромеханическая характеристика загибается вниз. Все сказанное справедливо для наиболее распространенного режима $U = \text{const}$ работы реле переменного тока. Для режима $I = \text{const}$ электромеханическая характеристика напоминает характеристику реле постоянного тока.

При расчете обмотки реле переменного тока необходимо учитывать ее полное электрическое сопротивление.

При точном расчете следует также учитывать, что часть намагничивающих ампервитков затрачивается на потери за счет вихревых токов и гистерезиса в стали магнитопровода при периодическом изменении намагничивающего тока. Уменьшение этих потерь требует применения сердечников, набранных либо из листовой стали, либо изготовленных из специальных сортов стали, обладающих высоким удельным электрическим сопротивлением.

2. Сила притяжения якоря

При переменном намагничивающем токе

$$i = I_m \sin \omega t$$

сила притяжения будет меняться по закону

$$F_э = F_m \sin^2 \omega t = \frac{F_m}{2}(1 - \cos 2\omega t), \qquad (III.43)$$

где F_m — амплитуда силы притяжения.

Следовательно, сила притяжения независимо от направления намагничивающего тока имеет одно и то же направление и изменяется от нуля до максимума с двойной частотой. Среднее значение силы притяжения за один период изменения тока равно

$$F_{ср} = \frac{1}{T}\int_0^T F_э\, dt = \frac{F_m}{T}\int_0^T \sin^2 \omega t\, dt = \frac{F_m}{2},$$

т. е. вдвое меньше максимального значения. Так как все типы реле работают обычно в диапазоне магнитной индукции, близкой к индукции насыщения, то это означает, что при одинаковой максимальной величине намагничивающего тока, соответствующей указанному диапазону, сила притяжения реле постоянного тока будет вдвое больше. Добиться увеличения $F_{ср}$ у реле переменного тока увеличением амплитудного значения F_m нельзя, так как при этом попадаем на участок насыщения кривой намагничивания стали.

При прохождении силы притяжения через нулевое значение силы сопротивления могут оттянуть назад малоинерционный якорь и вызвать его вибрацию и даже искрение контактов реле, повторяющиеся с частотой изменения силы $F_э$. Для устранения этого нежелательного явления современные реле переменного тока изготовляют либо с двумя обмотками, либо с дополнительной короткозамкнутой обмоткой.

3. Конструкция реле переменного тока

На фиг. III. 31,*а* показана конструкция реле с двумя обмотками или «двухфазного» реле переменного тока. Магнитная система реле состоит из двух отдельных магнитопроводов; катушка одного магнитопровода подключена к сети питания непосредственно, а второго — через емкость. В этом случае магнитные потоки в двух магнитопроводах сдвинуты по фазе относительно друг друга. Результирующая сила притяжения, действующая на общий для обоих магнитопроводов якорь двухфазного реле, равна

$$F_э = F_{m1} \sin^2(\omega t - \varphi_1) + F_{m2} \sin^2(\omega t - \varphi_2), \qquad (III.44)$$

где F_{m1} и F_{m2} — амплитуды сил притяжения, создаваемых отдельными катушками;

φ_1 и φ_2 — углы сдвига между напряжением и токами в отдельных обмотках.

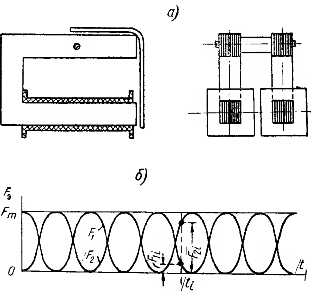
Если магнитные потоки, создаваемые обеими обмотками, равны по величине (т. е. $F_{m1} = F_{m2} = F_m$) и сдвинуты между собой по фазе

на 90° (т. е. $\varphi_1 - \varphi_2 = 90°$), то результирующая сила притяжения, действующая на якорь реле, равна

$$F_э = F_m \sin^2(\omega t - \varphi_1) + F_m \cos^2(\omega t - \varphi_1) = F_m$$

и, следовательно, постоянна во времени, как это видно из графика фиг. III. 31,*б*, при сложении кривых F_1 и F_2.

В устройствах автоматики чаще употребляется другая, более компактная конструкция реле переменного тока с короткозамкнутой обмоткой (или реле с «раздвоенным» полюсом), показанная на фиг. III. 32,*а*. Переменный магнитный поток, проходящий по сер-



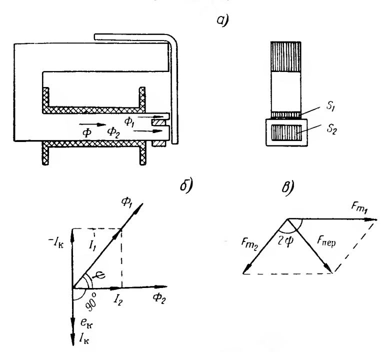
Фиг. III. 31. Двухфазное реле переменного тока.

дечнику этого реле, у конца его разветвляется. Часть потока (Φ_2) проходит через экранированную короткозамкнутой обмоткой половину с сечением S_2, а другая часть потока (Φ_1) проходит через свободную половину с сечением S_1. Эти потоки сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол около 60°. Благодаря этому результирующая сила притяжения по величине никогда не доходит до нуля, так как в тот момент, когда один из этих потоков проходит через нулевое значение, другой имеет некоторое конечное значение и удерживает якорь в притянутом положении.

Фиг. III. 32,*б* объясняет появление сдвига фаз на угол ψ между мгновенными значениями магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 при наличии короткозамкнутой обмотки. Часть I_2 намагничивающего тока обмотки создает магнитный поток Φ_2, совпадающий по фазе с током I_2. Поток Φ_2 индуктирует в короткозамкнутой обмотке э. д. с. $e_к$, сдвинутую относительно Φ_2 на 90°, а значит, и ток $I_к$

в короткозамкнутой обмотке, совпадающий по фазе с $e_к$. Чтобы найти остальную часть I_1 намагничивающего тока, совпадающего по фазе с потоком Φ_1 и общим током I, необходимо геометрически сложить векторы I_2 и $-I_к$, как это показано на фиг. III. 32,*б*. Как видно, векторы магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 оказываются при этом сдвинутыми по фазе на угол ψ.

Угол ψ будет тем больше, чем больше ток $I_к$, т. е. чем меньше активное сопротивление короткозамкнутой обмотки. Минимальная



Фиг. III. 32. Реле с раздвоенным полюсом.

величина этого сопротивления ограничивается допустимым нагревом короткозамкнутой обмотки протекающим по ней током $I_к$.

По формуле (III. 43) величины силы притяжения якоря, создаваемые каждым из потоков, будут равны

$$F_{э1} = \frac{F_{m1}}{2} - \frac{F_{m1}}{2} \cos 2\omega t;$$

$$F_{э2} = \frac{F_{m2}}{2} - \frac{F_{m2}}{2} \cos (2\omega t - 2\psi).$$

Следовательно, результирующая сила притяжения складывается из постоянной составляющей $F_m = \frac{F_{m1} + F_{m2}}{2}$ и переменной составляющей, амплитуду ($F_{пер}$) которой можно найти, складывая геометрически (как это показано на фиг. III. 32,*в*) векторы F_{m1} и F_{m2},

сдвинутые по фазе на угол 2ψ. На основании теоремы о косинусах для косоугольных треугольников

$$F_{\text{пер}}^2 = \frac{1}{4}\left(F_{m1}^2 + F_{m2}^2 + 2F_{m1}F_{m2}\cos 2\psi\right).$$

Следовательно, результирующая сила притяжения якоря

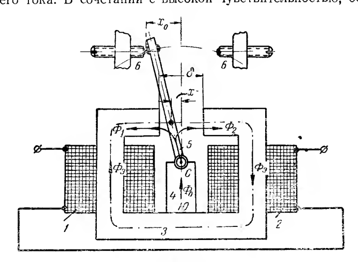
$$F_э = F_m - \frac{1}{2}\sqrt{F_{m1}^2 + F_{m2}^2 + 2F_{m1}F_{m2}\cos 2\psi}\,\cos(\omega t - \varphi), \qquad \text{(III. 45)}$$

где F_{m1} и F_{m2}— амплитудные значения силы, создаваемые каждым из магнитных потоков Φ_1 и Φ_2.

§ III.7. ПОЛЯРИЗОВАННЫЕ РЕЛЕ

1. Принцип действия

Поляризованное реле отличается от обычного электромагнитного реле наличием дополнительного постоянного магнита и зависимостью направления перемещения якоря от полярности намагничивающего тока. В сочетании с высокой чувствительностью, большим



Фиг. III. 33. Поляризованное реле.

коэффициентом управления и малым временем срабатывания возможность реагирования на полярность управляющего сигнала делает поляризованные реле незаменимыми в маломощной автоматике, в особенности для маломощных электрических следящих систем, в которых направление вращения электродвигателя должно зависеть от полярности управляющего сигнала.

Принципиальная схема конструкции поляризованного реле показана на фиг. III. 33. Основными деталями конструкции являются намагничивающие катушки *1* и *2*, создающие в стальном ярме *3*

магнитный поток $\Phi_э$ одинакового направления и постоянный магнит *4*, создающий магнитный поток Φ_0. Поток Φ_0 проходит через стальной подвижный якорь *5* и разветвляется по двум частям ярма на два потока Φ_1 и Φ_2, один из которых совпадает, а другой противоположен по направлению магнитному потоку намагничивающих катушек. Перемещение якоря происходит в воздушном зазоре ярма и ограничивается неподвижными контактами *6*. На конце якоря имеется средний контакт, замыкающийся в зависимости от полярности управляющего сигнала в намагничивающих катушках с левым или правым неподвижными контактами.

Принцип работы поляризованного реле заключается в следующем. При отсутствии управляющего сигнала (т. е. потока $\Phi_э$) на якорь, установленный в нейтральное (вертикальное) положение, в котором $\Phi_1=\Phi_2=\frac{\Phi_0}{2}$, слева и справа действуют одинаковые силы притяжения

$$F_{пр}=F_{лев}=\frac{\Phi_0^2}{4\cdot 8\pi S_в},$$

где $S_в$— площадь сечения воздушного зазора.

Результирующая сила F, действующая на якорь, равна нулю, и он должен находиться в равновесии. Однако это равновесие ничем не поддерживается и является неустойчивым, т. е. практически никогда не может быть достигнуто. Достаточно хотя бы очень небольшого смещения якоря от нейтрального положения, чтобы изменились величины магнитного сопротивления воздушных зазоров слева и справа от якоря, а значит, изменились и величины магнитных потоков.

Для положения, показанного на фиг. III. 33,

$$\Phi_1=\frac{\Phi_0}{2}+\Delta\Phi, \quad \Phi_2=\frac{\Phi_0}{2}-\Delta\Phi,$$

где $\Delta\Phi$ — изменение величины потоков Φ_1 и Φ_2 при перемещении якоря.

Следовательно, результирующая сила F уже не будет равна нулю и заставит якорь двигаться влево (или вправо в зависимости от начального смещения якоря), причем величина ее по мере движения якоря будет все время нарастать:

$$F=F_{лев}-F_{пр}=\frac{\Phi_1^2-\Phi_2^2}{8\pi S_в}=\frac{2\Phi_0\Delta\Phi}{2\pi S_в}. \qquad (III.46)$$

2. Сила притяжения якоря поляризованного реле

Движение якоря прекратится, когда он коснется неподвижного контакта. При этом силу F, создающую контактное давление, можно подсчитать приближенно (см. фиг. III. 33).

Средние значения магнитных сопротивлений левой и правой частей воздушного зазора можно упрощенно выразить в виде

$$R_{\text{лев}} = \frac{\frac{\delta}{2} - x}{\mu_0 S_{\text{в}}}; \qquad R_{\text{пр}} = \frac{\frac{\delta}{2} + x}{\mu_0 S_{\text{в}}}.$$

По аналогии с законами электрических цепей для потоков в двух параллельных магнитных цепях можно написать равенства (пренебрегая магнитным сопротивлением стали)

$$\Phi_0 = \Phi_1 + \Phi_2 \text{ и } \frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{R_{\text{пр}}}{R_{\text{лев}}},$$

откуда легко найти соотношения

$$\Phi_1 = \Phi_0 \frac{R_{\text{пр}}}{R_{\text{пр}} + R_{\text{лев}}} = \Phi_0 \frac{\frac{\delta}{2} + x}{\delta}; \qquad \text{(III.47)}$$

$$\Phi_2 = \Phi_0 \frac{R_{\text{лев}}}{R_{\text{пр}} + R_{\text{лев}}} = \Phi_0 \frac{\frac{\delta}{2} - x}{\delta}. \qquad \text{(III.48)}$$

Отсюда находим величину $\Delta\Phi$:

$$\Delta\Phi = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2} = \Phi_0 \frac{x}{\delta}.$$

Подставляя это выражение в формулу (III. 46), получим выражение для силы притяжения якоря обесточенного реле

$$F = \frac{\Phi_0^2}{8\pi S_{\text{в}}} \frac{2x}{\delta} = \frac{\Phi_0^2}{4\pi S_{\text{в}}} \frac{x}{\delta}. \qquad \text{(III 49)}$$

Сила притяжения якоря, как следует из полученного выражения, пропорциональна квадрату магнитного потока постоянного магнита и смещению якоря x, зависящему от смещения x_0 контакта относительно нейтральной линии (т. е. от регулирования контакта).

Подадим теперь в обмотку реле управляющий сигнал такой полярности, чтобы создать поток $\Phi_э$ в направлении, указанном на фиг. III. 33 стрелкой, по величине бóльший, чем поток $\Delta\Phi$, прижимающий якорь к левому контакту.

Тогда якорь реле перебросится в правое положение, а если затем изменить полярность сигнала, то он вернется опять в левое положение. Следовательно, положение якоря и замыкание контактов зависит от полярности управляющего сигнала. Условием срабатывания реле, очевидно, будет неравенство

$$\Phi_э \geqslant \Delta\Phi.$$

Общая величина магнитных потоков в левой и правой частях воздушного зазора будет равна соответственно

$$\Phi_{лев} = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi - \Phi_э;$$

$$\Phi_{пр} = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi + \Phi_э.$$

После переброски якоря в правое положение знаки $\Delta\Phi$ в этих выражениях изменятся. Поэтому, учитывая, что $\Phi_э = \Delta\Phi$, получим для правого положения якоря

$$\Phi_{лев} = \frac{\Phi_0}{2} - 2\Delta\Phi;$$

$$\Phi_{пр} = \frac{\Phi_0}{2} + 2\Delta\Phi.$$

При этом результирующая сила притяжения якоря

$$F_э = \frac{\Phi_{лев}^2 - \Phi_{пр}^2}{8\pi S_в} = \frac{4\Phi_0\Delta\Phi}{8\pi S_в} = \frac{\Phi_0^2}{2\pi S_в}\,\frac{x}{\delta} = 2F \qquad \text{(III. 50)}$$

будет вдвое больше, чем сила притяжения в нерабочем положении (при отсутствии управляющего сигнала). В отличие от обычного электромагнитного реле силы, создаваемые намагничивающей катушкой и постоянным магнитом, играющим роль, аналогичную роли упругих пружин электромагнитного реле, складываются. Этим и объясняется, что при очень малой управляющей мощности поляризованные реле могут управлять относительно мощными электрическими цепями. Время срабатывания реле мало благодаря тому, что после перехода якорем нейтрального положения сила притяжения быстро возрастает в два раза, в то время как противодействующая сила падает до нуля.

Силу притяжения якоря поляризованного реле можно выразить через ампервитки срабатывания намагничивающей катушки, если воспользоваться для определения величины $\Phi_э$ формулой (I. 31)

$$\Delta\Phi = \Phi_э = \frac{0{,}4\pi I W_{ср}}{\dfrac{\delta}{S_в}},$$

пренебрегая магнитным сопротивлением стали и учитывая, что для воздуха $\mu_0 = 1$. Подставляя это выражение в равенство (III. 50), получим

$$F_э = \frac{0{,}2\Phi_0 I W_{ср}}{\delta}. \qquad \text{(III. 51)}$$

Ампервитки, необходимые для срабатывания поляризованного реле, можно определить из условия

$$\Delta \Phi = \Phi_0 \frac{x}{\delta} = \Phi_э = \frac{0,4\pi I W_{ср}}{\frac{\delta}{S_в}},$$

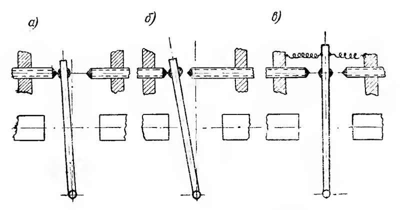
откуда

$$I W_{ср} = \frac{\Phi_0}{0,4\pi S_в} x, \qquad \text{(III. 52)}$$

т. е. ампервитки срабатывания пропорциональны величине потока постоянного магнита и смещению якоря x, когда он притянут к ярму. Из сравнения формул (III. 50) и (III. 52) видно, что для заданной конструкции поляризованного реле требования получения максимального контактного давления и минимальных ампервитков срабатывания противоречивы. При регулировании контактов увеличение x_0 дает увеличение контактного давления, но одновременно увеличивает ампервитки срабатывания и наоборот. Поэтому контакты высокочувствительных реле выполняют маломощными — с небольшими давлением и ходом якоря.

3. Настройка поляризованного реле

В рассмотренном реле неподвижные контакты были расположены по обе стороны от нейтральной линии магнитной системы. При такой, как говорят, нейтральной настройке (фиг. III. 34,*а*)



Фиг. III. 34. Способы настройки контактов реле.

контактов якорь реле при выключении управляющего сигнала остается в том же положении, в котором он был при включенном управляющем сигнале. Для переключения якоря в другое положение необходимо приложить управляющий импульс другой полярности, после снятия которого якорь опять останется в том же положении.

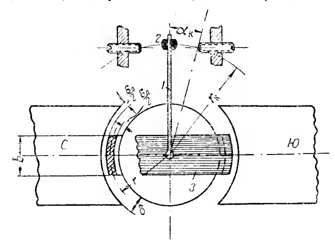
Изменением расположения неподвижных контактов можно осуществить и другой режим работы реле. На фиг. III. 34,*б* показана так называемая настройка контактов «на преобладание», когда один из контактов выдвигается за нейтральную линию. В этом случае при выключенном реле якорь будет всегда оставаться на левом (или правом, если за нейтральную линию выдвинуть левый контакт) контакте, так как во всем возможном диапазоне его перемещения результирующая сила притяжения, создаваемая постоянным магнитом, всегда направлена влево. Этого же результата можно добиться и при нейтральном регулировании контактов созданием некоторой магнитной асимметрии, при которой результирующая сила притяжения всегда будет действовать в одну сторону. На фиг. III. 34,*в* показана трехпозиционная настройка реле, когда якорь при выключенном управляющем сигнале удерживается в среднем нейтральном положении с помощью специальных пружинок или якорь закрепляется на плоской пружине, упругость которой создает устойчивость равновесия в среднем положении. Такой тип реле особенно пригоден для следящих систем, когда необходимо выключать электродвигатель в момент согласования осей, т. е. при отсутствии управляющего сигнала.

§ III. 8. МАГНИТО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЛЕ

1. Принцип действия

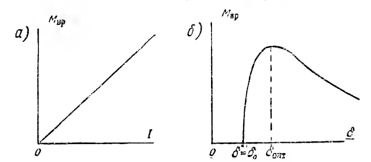
Магнито-электрические реле являются наиболее чувствительными среди электромеханических реле и поэтому получили широкое применение во многих сложных приборах в качестве промежуточного звена между чувствительным элементом и исполнительными цепями. Если для управления электромагнитным реле нужна мощность порядка 500—800 *мвт*, а для управления поляризованным реле 2—30 *мвт*, то для управления магнито-электрическим реле обычно достаточно мощности $10^{-8} \div 10^{-3}$ *вт*. По принципу действия и устройству эти реле не отличаются от обычных магнито-электрических приборов, за исключением того, что вместо стрелки или другого показывающего устройства они снабжены (фиг. III. 35) небольшим рычагом *1* с укрепленным на его конце контактом *2*. При повороте подвижной системы *3* под действием поступающего в ее рамку тока этот контакт, замыкаясь с неподвижными контактами, включает исполнительные электрические цепи. Для обеспечения необходимого контактного давления (0,3—1 *г*) вращающий момент $M_{вр}$ магнито-электрического реле в заданных габаритах магнитной системы стремятся сделать максимально большим. При этом, однако, следует учитывать пределы механической прочности подвижной системы. В частности, для магнито-электрических реле недопустима ударная нагрузка контактов, т. е. либо время движения подвижной части должно быть достаточно большим (т. е. большое $t_{ср}$ реле), либо реле должно работать от цепи плавно меняющегося управляющего сигнала. Последний случай и является-

ся наиболее характерным для практического применения магнито-электрических реле. Отклонение сигнала от нулевого значения при этом отмечается срабатыванием магнито-электрического реле. Так как изменения управляющего сигнала происходят обычно значительно медленнее, чем протекание переходных процессов в обмотке



Фиг. III. 35. Магнито-электрическое реле.

реле, то его подвижная часть в этом случае плавно следует за изменением сигнала. При достижении сигналом некоторой критической величины контакты реле плавно замыкаются, и время срабатывания реле в этом случае практически равно нулю.



Фиг. III. 36. Характеристики магнито-электрического реле.

Для магнито-электрических реле, применяемых в авиации, момент трения в опорах не влияет на их работу, так как непрерывная вибрация самолета постоянно устраняет влияние сил трения в опорах, выражающееся для наземных приборов в некотором «застое» подвижной системы, т. е. погрешности в ее угле поворота под действием $M_{вр}$. Характеристика $M_{вр}$ в функции от величины тока в рамке без учета трения выражается прямой, выходящей из начала координат (фиг. III. 36,*а*).

2. Вращающий момент

Рассмотрим некоторые условия получения максимальной величины вращающего момента магнито-электрического реле. Для этого преобразуем выражение $M_{вр}$ (I. 37):

$$M_{вр}=\frac{2rlwB_{в}I}{9810}\approx S_{р}B_{в}wI\cdot10^{-4},$$

где $S_{р}=2rl$ — активная (т. е. находящаяся в основном потоке постоянного магнита) площадь рамки.

Выразим теперь сопротивление рамки по формуле (III. 29):

$$R=\frac{\rho l_{ср}w^{2}}{Q_{м}},$$

откуда

$$w=\frac{\sqrt{Q_{м}}\sqrt{R}}{\sqrt{\rho l_{ср}}}.$$

Подставляя w в выражение для $M_{вр}$, получим

$$M_{вр}=\frac{S_{р}}{\sqrt{\rho l_{ср}}}B_{в}\sqrt{I^{2}R}\sqrt{Q_{м}}\cdot10^{-4}=\frac{S_{р}}{\sqrt{\rho l_{ср}}}B_{в}\sqrt{P}\sqrt{Q_{м}}\cdot10^{-4},\quad\text{(III. 53)}$$

где P — мощность, подведенная к рамке, в *вт*;

$Q_{м}$ — площадь сечения металла обмотки рамки в *мм²*.

Для увеличения $M_{вр}$ при сохранении габаритных размеров магнитной системы, определяемых множителем $\frac{S_{р}}{\sqrt{\rho l_{ср}}}$, необходимо увеличивать магнитную индукцию в зазоре $B_{в}$, мощность P и $Q_{м}$. При выбранном материале магнита и заданной мощности, подаваемой на реле, увеличение $M_{вр}$ возможно только за счет увеличения $Q_{м}$. В соответствии с обозначениями фиг. III. 35

$$Q_{м}=kQ=k(\delta-\delta_{0})\,b,\qquad\text{(III. 54)}$$

где Q — вся площадь сечения обмотки рамки;

k — коэффициент заполнения сечения обмотки, равной для ходового в подобных системах диаметра (0,05—0,1 *мм*) провода марки ПЭ примерно $k\approx0{,}4$ (фиг. III. 23);

δ_{0} — длина воздушного зазора, не занимаемая обмоткой рамки. Величина δ_{0} складывается из толщины каркаса рамки и технологических зазоров между подвижной системой и неподвижными деталями магнитопровода для обеспечения свободы ее перемещения.

Величину δ_{0} желательно иметь минимальной, однако практически толщина каркаса рамки не может быть менее 0,1 *мм*, а технологические зазоры должны быть не менее 0,4 *мм* на сторону. Поэтому реальное значение δ_{0} должно быть принято не менее

0,8—1,0 *мм*. Величина общего воздушного зазора δ может выбираться в расчете и существенно влиять как на магнитную индукцию $B_в$, так и на величину $Q_м$, т. е. оказывать двустороннее влияние на величину $M_{вр}$ за счет изменения магнитных ($B_в$) и электрических (ампервитки) характеристик реле. В крайнем случае, если $\delta=\delta_0$, то $Q_м=0$ и $M_{вр}=0$. В другом крайнем случае, если $\delta\to\infty$, то $M_{вр}\to 0$ при любых ампервитках обмотки за счет уменьшения магнитной индукции в зазоре. Следовательно, существует какая-то оптимальная величина $\delta_{опт}$ воздушного зазора, соответствующая максимуму вращающего момента. Не вдаваясь в подробности, укажем, что теоретический анализ подтверждает это положение[1] и дает зависимость $M_{вр}$ от δ в форме, показанной на фиг. III. 36,*б*. Существует оптимальное значение $M_{вр}$, получаемое при вполне определенном зазоре $\delta_{опт}$, приближенно равном $\delta_{опт}=2\delta_0$. Следовательно, выбрав величину δ_0, можно определить и величину оптимального воздушного зазора. Как уже указывалось, обычно $\delta_0=0{,}8—1$ *мм*, т. е. можно принимать $\delta_{опт}=2\delta_0=1{,}6\div2$ *мм*. Это значение хорошо согласуется с размерами воздушных зазоров у реально существующих качественных магнито-электрических приборов.

3. Основные соотношения для расчета

Если задана мощность срабатывания $P_{ср}$ реле, то для надежного замыкания исполнительных контактов нужно, чтобы подвижная система не только повернулась на угол $\alpha_к$ раствора контактов, но и создала на контакте минимально необходимое контактное давление $F_к$, т. е. чтобы было выполнено условие

$$M_{вр}=\frac{S_р}{\sqrt{\rho l_{ср}}}B_в\sqrt{P_{ср}}\sqrt{Q_м}\cdot10^{-4}=W\alpha_к+F_к r_к, \qquad (III.55)$$

где W — удельный коэффициент упругости пружинок;

$r_к$ — радиус вращения подвижного контакта в *см*.

Из этого выражения легко определить потребное сечение меди обмотки рамки

$$Q_м\ [мм^2]=\left(\frac{W\alpha_к+F_к r_к}{S_р B_в}\right)^2\frac{\rho l_{ср}}{P_{ср}}10^8 \qquad (III.56)$$

и ширину рамки

$$b=\frac{Q_м}{k(\delta-\delta_0)}=\frac{Q_м}{k(\delta_{опт}-\delta_0)}\approx\frac{Q_м}{k\delta_0}. \qquad (III.57)$$

Дальнейший расчет магнито-электрического реле обычно сводится к выбору диаметра d провода обмотки, определению числа витков w и сопротивления R обмотки.

---

[1] В. М. Шляндин, К расчету оптимального воздушного зазора электромеханических систем с постоянными магнитами гальванометрического типа, «Автоматика и телемеханика», 1948, № 4.

Задавшись d, число витков находим по формуле

$$w = \frac{Q_м}{\frac{\pi d^2}{4}},$$

а сопротивление обмотки по формуле

$$R = \frac{\rho w l_{ср}}{\frac{\pi d^2}{4}}.$$

Тогда ток срабатывания реле

$$i_{ср} = \sqrt{\frac{P_{ср}}{R}}.$$

Пример расчета 10. Определить параметры обмотки и ток срабатывания магнитоэлектрического реле с внутрирамочным магнитом, размеры и конфигурация магнитной системы которого даны на фиг. III. 37.

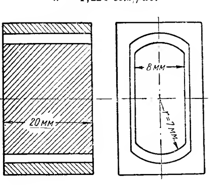
Задано:

1) Необходимая $P_{ср} = 0{,}001$ *вт*.

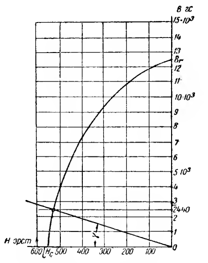
2) Кривая размагничивания материала магнита (фиг. III. 38).

3) Противодействующий момент создается двумя пружинками, имеющими

$$W = 1{,}224 \text{ гсм/рад}.$$



Фиг. III. 37. Эскиз магнита к примеру 10.



Фиг. III. 38. Кривая размагничивания альнико-V.

4) Радиус подвижного контакта $r_к = 2$ *мм*.

Угол поворота до замыкания контактов $\alpha_к = 22° = 0{,}384$ *рад*.

Необходимое контактное давление $F_к = 0{,}5$ *г*.

Решение: 1) Принимаем $\delta_0 = 0{,}8$ *мм* и $\delta \approx 2\delta_0 \approx 1{,}5$ *мм*.

Высота рамки $l = 20 + 2 \cdot 1{,}5 = 23$ *мм* $= 2{,}3$ *см*.

Средний радиус обмотки рамки $r_{ср} = r + \frac{\delta}{2} = 7 + 0{,}75 = 7{,}75$ *мм*.

Длина среднего витка обмотки $l_{ср} = 2(2r_{ср} + l) = 2(2 \cdot 7{,}75 + 23) = 77$ *мм* $= 0{,}077$ *м*.

2) По формуле (I.35) находим угол наклона прямой проводимости для внутрирамочного магнита

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{r}{\delta}\,\frac{m_{\text{п}}}{m_{\text{в}}} = \frac{7}{1,5}\,0,1 = 0,467,$$

т. е. $\gamma = 25°4'$. Проводя прямую под углом γ, по графику, изображенному на фиг. III.38, находим магнитную индукцию $B_0 = 2440$ гаусс и магнитную индукцию в месте замыкания контактов по формуле (I.36)

$$B = B_0 \cos \alpha_{\text{к}} = 2440 \cos 22° = 2260 \text{ гаусс}.$$

3) Сечение меди обмотки находим по формуле (III.56)

$$Q_{\text{м}} = \left(\frac{W\alpha_{\text{к}} + F_{\text{к}} r_{\text{к}}}{S_{\text{р}} B_{\text{в}}}\right)^2 \frac{\rho l_{\text{ср}}}{P_{\text{ср}}}\,10^8 =$$

$$= \left(\frac{1,224 \cdot 0,384 + 0,5 \cdot 0,2}{3,02 \cdot 2260}\right)^2 \frac{0,0175 \cdot 0,077}{0,001}\,10^8 = 0,94 \text{ мм}^2.$$

Определяем ширину рамки по формуле (III.57):

$$b = \frac{Q_{\text{м}}}{k(\delta - \delta_0)} = \frac{0,94}{0,4\,(1,5 - 0,8)} \approx 3,4 \text{ мм}.$$

4) Принимая $d = 0,05$ *мм*, находим

$$w = \frac{Q_{\text{м}}}{\frac{\pi d^2}{4}} = \frac{0,94}{0,001963} \approx 480 \text{ витков};$$

$$R = \frac{\rho w l_{\text{ср}}}{\frac{\pi d^2}{4}} = \frac{0,0175 \cdot 480 \cdot 0,077}{0,001963} \approx 330 \text{ ом};$$

$$i_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{P_{\text{ср}}}{R}} = \sqrt{\frac{0,001}{330}} \approx 1,74 \text{ ма}.$$

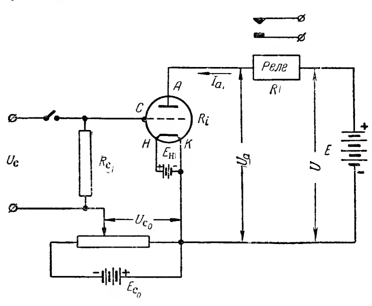
§ III.9. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

Электронным реле называется устройство, состоящее из обычного электромагнитного реле (или другого исполнительного устройства) и трехэлектродной электронной лампы, выполняющей функции усилителя. Наличие усиления позволяет довести мощность срабатывания такого устройства до $10^{-8} \div 10^{-12}$ *вт* при мощности управления (мощность анодной цепи) порядка $10^{-3} \div 10^{2}$ *вт*, т. е. коэффициенте управления до $10^{5} \div 10^{9}$. Электронная лампа практически безинерционна — ее собственное «время срабатывания» порядка $10^{-8} \div 10^{-9}$ сек. Поэтому время срабатывания электронного реле определяется в основном временными параметрами электромагнитного реле. Практически можно считать, что электронное реле не потребляет мощности управляющего сигнала, т. е. пригодно для измерения или фиксирования ничтожных по величине сигналов.

К основным недостаткам электронных реле следует отнести ограниченный срок службы электронной лампы (порядка 1000 час.), необходимость источника высокого анодного напряжения и постоянный расход мощности на нагревание катодов ламп.

1. Принцип действия

Рассмотрим принцип действия электронного реле на примере схемы, изображенной на фиг. III. 39. При наличии анодного напряжения $U_а$ через обмотку электромагнитного реле будет протекать анодный ток $I_а$. Подадим на управляющую сетку C лампы через сопротивление смещения $R_с$ постоянное отрицательное напряжение смещения $U_{с0}$ такой величины, чтобы анодный ток был немного меньше, чем ток срабатывания $i_{ср}$ электромагнитного реле. Контакты реле будут при этом разомкнуты. Если теперь на сопротивление $R_с$ подать положительное по отношению к катоду K напряжение сигнала $U_с$, то отрицательное напряжение смещения на сетке уменьшится, анодный ток увеличится и станет больше, чем $i_{ср}$. Реле сработает, т. е. его контакты замкнутся. Так как электронная лампа обладает способностью значительно усиливать сигнал, поданный на ее сетку, то для указанного увеличения анодного тока достаточно очень небольшой величины сигнального напряжения $U_с$. При снятии $U_с$ анодный ток уменьшится, и реле опять разомкнет контакты управляемой электрической цепи.



Фиг. III. 39. Схема электронного реле.

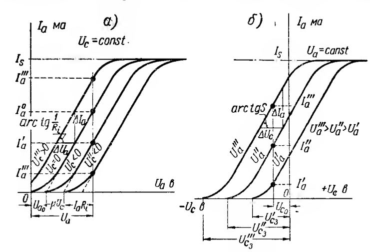
2. Электронные лампы

Напомним кратко основные характеристики и соотношения для трехэлектродных электронных ламп. Электронная лампа является нелинейным элементом, и поэтому зависимость ее анодного тока $I_а$ от анодного напряжения $U_а$ выражается кривой, показанной на

фиг. III. 40,*а*, называемой *анодной характеристикой лампы*. Отношение

$$R_i = \frac{dU_a}{dI_a} \approx \left(\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}\right)_{U_c=\text{const}}$$

называется *внутренним сопротивлением лампы*. Анодная характеристика снимается экспериментально при постоянном напряжении сеточного смещения U_c. Снимая несколько характеристик для разных значений U_c, получим семейство анодных характеристик, показанное на фиг. III. 40,*а*. При одном и том же значении анодного напряжения анодный ток растет при увеличении U_c в положительном направлении. На фиг. III. 40,*б* показана зависимость анодного



Фиг. III. 40. Характеристики электронной лампы.

тока I_a от напряжения смещения на сетке U_c, называемая *сеточной характеристикой лампы*. Сеточная характеристика снимается экспериментально при постоянном анодном напряжении. Снимая несколько характеристик для разных значений U_a, получим семейство сеточных характеристик, показанное на фиг. III. 40,*б*. При одном и том же значении напряжения смещения на сетке анодный ток растет при увеличении анодного напряжения. При постоянном анодном напряжении и $U_c=0$ анодный ток имеет вполне определенную величину. Чтобы сделать анодный ток равным нулю, к сетке лампы надо приложить вполне определенное для данного U_a отрицательное «запирающее» напряжение смещения U_{c3}. Отношение

$$\frac{\dfrac{\Delta I_a}{\Delta U_c}}{\dfrac{\Delta I_a}{\Delta U_a}} \approx \frac{dU_a}{dU_c} = \mu,$$

показывающее, во сколько раз больше надо взять изменение анодного напряжения по сравнению с изменением напряжения смещения на сетке для получения одинакового изменения анодного тока, на-

зывается *статическим коэффициентом усиления лампы.* Максимальная величина анодного тока определяется значением так называемого *тока насыщения* I_s электронной лампы.

Отношение

$$\left(\frac{\Delta I_a}{\Delta U_c}\right)_{U_a=\text{const}} \approx \frac{dI_a}{dU_c} = s\ [ма/в]$$

называется *крутизной сеточной характеристики* и показывает, насколько изменится (в *ма*) анодный ток при изменении напряжения на сетке на один вольт. В общем случае (при наличии управляющего сигнала) под напряжением смещения на сетке всегда понимается сумма

$$U_c + U_{c\,0}.$$

Чувствительность электронного реле тем больше, чем больше μ и s и чем меньше R_i и ток срабатывания электромагнитного реле. Основные параметры отечественных трехэлектродных ламп (триодов) для режима работы на электромагнитное реле при питании постоянным анодным напряжением U приведены в табл. III. 5. Обозначения в таблице соответствуют фиг. III. 39 и III. 40. Напряжение $U_{cз}$ полного запирания ламп приведено для напряжения U источника анодного питания, равного 250 *в*, как это обычно принято. $P_{a\,max}$ — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на аноде при нормальной работе лампы. Параметры $I_{a\,max}$, U_a, s, μ и R_i даны для рабочей точки характеристики при $U_c=0$, соответствующей $P_{a\,max}$. Для двойных триодов данные указаны на один триод. Параметры пентода 6Ф6С даны для триодного включения.

Таблица III. 5

Основные параметры некоторых отечественных триодов в режиме релейного включения ($U_c=0$)

Тип лампы	$U_н$ *в*	$I_н$ *а*	$U_{cз}$ *в* при $U=250$ *в*	U_{a0} *в*	U_a *в*	$I_{a\,max}$ *ма*	$P_{a\,max}$ *вт*	s *ма/в*	μ	R_i *ком*
УБ-240	2,0	0,12	—7	40	120	5,0	0,6	1,6	24,5	15,0
УО-186	4,0	1,0	—70	40	145	100	15	3,5	4,0	1,15
2С4С	2,5	2,5	—65	30	115	130	15	7,0	4,2	0,6
(6С4С)	6,3	1,0								
6С5	6,3	0,3	—20	25	160	16	2,5	2,35	20	8,5
6С2С	6,3	0,3	—16	35	140	17	2,5	3,0	20	6,7
(6Н8С)		0,6								
6Н7С	6,3	0,8	—8	40	290*	18	5,5	2,1	37	17,5
6Н9С	6,3	0,3	—4	40	210	4,8	1,0	2,0	69	34,5
6Ф6С	6,3	0,7	—40	40	170	60	10	4,0	8,0	2,0

* Примечание. Если $U<290$ *в*, то $I_{a\,max}$ соответственно уменьшается.

3. Основные уравнения для цепей с электронными лампами

Основные параметры электронной лампы связаны между собой вполне определенным соотношением, которое легко получить, если умножить s на R_i:

$$sR_i = \frac{dI_a}{dU_c} \cdot \frac{dU_a}{dI_a} = \frac{dU_a}{dU_c} = \mu,$$

т. е.

$$sR_i = \mu, \tag{III.58}$$

где R_i дано в *ком*, а s в *ма/в*.

В устройствах автоматики электронная лампа обычно работает вблизи средней точки прямолинейного участка характеристики (соответствующие параметры указаны в табл. III. 5). Если рабочая точка лампы не выходит за пределы прямолинейной части характеристики, то величину анодного тока можно аналитически связать с величинами напряжений U_c и U_a. Действительно, в этом случае, так как анодный ток является функцией двух переменных величин U_c и U_a, можно применить теорему о полном дифференциале функции двух переменных:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_c} dU_c + \frac{\partial I_a}{\partial U_a} dU_a.$$

Частная производная $\frac{\partial I_a}{\partial U_c}$ есть не что иное, как крутизна сеточной характеристики s, а $\frac{\partial I_a}{\partial U_a}$ — не что иное, как величина, обратная внутреннему сопротивлению R_i лампы согласно принятым нами определениям. Поэтому написанное выражение примет вид

$$dI_a = s dU_c + \frac{1}{R_i} dU_a.$$

Учитывая же, что работа лампы ограничивается прямолинейной частью характеристики, т. е. дифференциалы можно заменить абсолютными величинами, получим

$$I_a = sU_c + \frac{1}{R_i} U_a.$$

Если же учесть еще, что $sR_i = \mu$, то получим уравнение лампы в виде

$$I_a = s\left(U_c + \frac{U_a}{\mu}\right) = \frac{\mu U_c + U_a}{R_i} \tag{III.59}$$

или

$$U_a = I_a R_i - \mu U_c.$$

Однако для практического применения этого уравнения в расчетах необходимо учесть, что в общем случае продолжение линейной

части анодной характеристики при $U_c=0$ пересекает (см. фиг. III. 40,*а*) ось U_a не в нулевой точке, а в точке, отстоящей от начала координат на величину $U_{a\,0}$, которую легко найти графически по характеристике лампы. Поэтому расчетным уравнением лампы будет

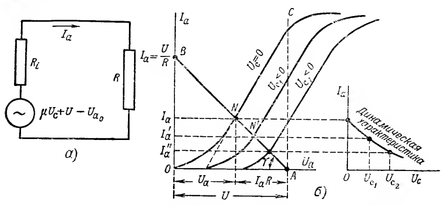
$$U_a = I_a R_i - \mu U_c + U_{a0}$$

или

$$I_a = \frac{U_a - U_{a0} + \mu U_c}{R_i}. \qquad \text{(III. 60)}$$

4. Работа электронной лампы на электромагнитное реле

До сих пор мы рассматривали работу электронной лампы без учета находящегося в ее анодной цепи электромагнитного реле. По обмотке реле проходит анодный ток, и на ее сопротивление R па-



Фиг. III. 41. Эквивалентная схема (*а*) и построение динамической характеристики (*б*) электронной лампы с нагрузкой R в анодной цепи.

дает часть напряжения U, создаваемого источником анодного питания, т. е.

$$U_a = U - I_a R.$$

Подставляя это выражение в (III. 60), получим

$$I_a = \frac{U - U_{a0} + \mu U_c - I_a R}{R_i}.$$

Отсюда найдем уравнение для анодного тока в случае наличия в анодной цепи электромагнитного реле:

$$I_a = \frac{\mu U_c + U - U_{a0}}{R_i + R} = \frac{s}{1 + \frac{R}{R_i}}\left(U_c + \frac{U - U_{a0}}{\mu}\right). \qquad \text{(III. 61)}$$

На основании этого выражения схему электронного реле для расчета и анализа удобнее заменить эквивалентной схемой, показанной на фиг. III. 41,*а* и состоящей из некоторого эквивалентного

источника ($\mu U_c + U - U_{a0}$) электродвижущей силы и двух последовательно включенных сопротивлений — внутреннего R_i и внешнего R. Эта замена возможна, так как наша эквивалентная схема удовлетворяет равенству (III.61). Поэтому она часто применяется в расчетах электронных схем, так как значительно упрощает их анализ.

Для графического определения анодного тока в цепи, состоящей из линейного (сопротивление электромагнитного реле) и нелинейного (сопротивление электронной лампы) элементов, воспользуемся результатами § I.1. Характеристика электронной лампы (нелинейный элемент) задается экспериментальной кривой, а характеристикой реле (линейного элемента) является уравнение

$$I_a = \frac{U - U_a}{R},$$

определяющее так называемую *нагрузочную прямую AB*, наклоненную к оси абсцисс под углом $\gamma = \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{R}$.

Рабочая точка N и величина анодного тока определяются местом пересечения этих характеристик (фиг. III.41,*б*). Прямой AC пользуются для определения анодного тока при отсутствии в анодной цепи сопротивления R реле, называемого обычно «сопротивлением нагрузки».

Нагрузочную прямую AB можно также построить и по двум точкам A и B, положение которых определяется условиями:

$$\text{при } I_a = 0 \quad U_a = U,$$

$$\text{при } U_a = 0 \quad I_a = \frac{U}{R}.$$

Анодные токи при разных значениях U_c могут быть найдены по точкам пересечения нагрузочной прямой с анодными характеристиками для соответствующих значений U_c=const (например, I_a, I_a' и I_a'' на фиг. III.41,*б*).

Воспользовавшись этими значениями, можно построить динамическую сеточную характеристику электронной лампы, т. е. зависимость I_a от U_c при наличии в анодной цепи сопротивления нагрузки, как это показано на фиг. III.41,*б*.

Сравнивая равенства (III.59) и (III.61), для анодного тока в этом случае можно записать

$$I_a = s_{\text{дин}} \left(U_c + \frac{U - U_{a0}}{\mu} \right), \qquad \text{(III.62)}$$

где величина

$$s_{\text{дин}} = \frac{s}{1 + \frac{R}{R_i}} \quad [\text{ма/в}] \qquad \text{(III.63)}$$

называется *крутизной динамической характеристики* электронной лампы.

Уравнение (III. 61) можно представить в следующем виде:

$$I_a = \frac{U - U_{a0}}{R_i + R} + \frac{\mu}{R_i + R} U_c = I_{а\,н} + I_{ас},$$

т. е. общий анодный ток состоит из начального тока $I_{а\,н}$, существующего (при отсутствии сигнала U_c) за счет напряжения источника питания, и тока полезного $I_{ас}$, определяемого величиной сигнала. То же самое можно сказать и о падении напряжения на электромагнитном реле.

Падение напряжения на электромагнитном реле вследствие наличия сигнала будет

$$U_р = I_a R = \frac{\mu}{\frac{R_i + R}{R}} U_c = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R}} U_c = \mu_{дин} U_c, \qquad \text{(III. 64)}$$

где множитель $\frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R}} = \mu_{дин}$ называется *коэффициентом усиления*.

Коэффициент усиления $\mu_{дин}$ всегда меньше *статического* μ и тем меньше, чем меньше сопротивление нагрузки. Оптимальным по отдаваемой в нагрузку мощности режимом работы электронного реле будет попрежнему случай $R = R_i$, т. е. равенство сопротивления нагрузки внутреннему сопротивлению остальной части схемы [см. формулу (I. 3)].

Внутреннее сопротивление R_i электронной лампы по отношению к электромагнитному реле играет роль добавочного активного сопротивления, уменьшая постоянную времени

$$\tau = \frac{L}{R + R_i}$$

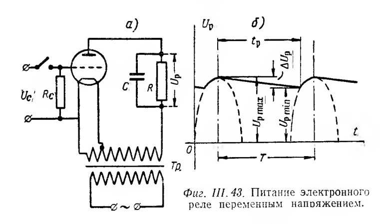
Фиг. III. 42. Компенсация начального анодного тока.

электромагнитного реле, т. е. и его время срабатывания. Если время срабатывания электромагнитного реле имеет существенное значение, то это всегда необходимо учитывать.

Наличие начального анодного тока $I_{а\,н}$ всегда нежелательно, так как может вызвать произвольное срабатывание реле, что особенно важно при выборе режима работы высокочувствительных электромагнитных реле. Для компенсации начального анодного тока применяют либо дополнительную батарею $E_{c\,0}$, запирающую электронную лампу при отсутствии сигнала, либо специальные схемы электронных реле (например, мостовую), либо включение дополнительной компенсирующей э. д. с. $E_к$, как показано на фиг. III. 42. В этом случае при отсутствии сигнала начальный анодный ток можно скомпенсировать с помощью реостата $R_к$ и миллиамперметра.

5. Питание электронного реле переменным напряжением

Питание электронного реле может быть осуществлено и переменным напряжением, как показано на фиг. III. 43,*а*. В этом случае анодный ток будет протекать только в течение положительного полупериода анодного напряжения и величина его будет меняться периодически (фиг. III. 43,*б*). Электромагнитное реле будет реагировать на эффективное значение этого тока, но вследствие наличия переменной составляющей его работа ухудшится. Контакты реле начнут вибрировать и обгорать в результате появления между ними электрической дуги, не успевающей гаснуть за период изменения анодного тока. Для устранения этого явления и увеличения сред-



Фиг. III. 43. Питание электронного реле переменным напряжением.

него значения анодного тока обмотку электромагнитного реле шунтируют конденсатором C емкостью 4—8 *мкф*. Конденсатор, заряжаясь при максимальном значении $U_р$, в интервалах отсутствия анодного тока разряжается на сопротивление R обмотки, поддерживая в ней ток (фиг. III. 43,*б*) практически почти постоянным. Величину необходимой емкости конденсатора легко определить, задавшись допустимым коэффициентом пульсации среднего напряжения

$$k_п = \frac{\Delta U_р}{U_р} = \frac{U_{р\,\max} - U_{р\,\min}}{U_р}$$

на обмотке реле из следующих соображений. Для процесса разряда конденсатора справедливо равенство

$$C dU_р = i dt,$$

интегрируя которое имеем

$$C \int\limits_{U_{р\,\max}}^{U_{р\,\min}} dU_р = C \Delta U_р = \int\limits_0^{t_р} i\,dt = i t_р,$$

где при достаточно большой емкости время разряда конденсатора $t_р$, как видно из фиг. III. 43,*б*, практически можно считать равным периоду T переменного напряжения, т. е.

$$C \Delta U_р = iT.$$

Но

$$i = \frac{U_р}{R}, \quad а \quad T = \frac{1}{f},$$

где f — частота переменного напряжения в пер/сек.

Следовательно,

$$\frac{\Delta U_р}{U_р} = k_п = \frac{1}{CRf},$$

откуда для емкости конденсатора получаем

$$C = \frac{1}{k_п f R}. \qquad \text{(III. 65)}$$

6. Электронные реле по схеме сеточного контакта

Основной особенностью этих реле, получивших наибольшее распространение, является срабатывание от замыкания управляющих контактов в сеточной цепи лампы, при котором происходит изменение потенциала на сетке. Для маломощных чувствительных датчиков этот способ обладает рядом существенных преимуществ:

а) Так как сеточный ток очень мал, то начальный зазор между контактами может быть выполнен очень небольшим (порядка сотых долей миллиметра), т. е. электронное реле может реагировать на очень незначительные перемещения чувствительного элемента датчика.

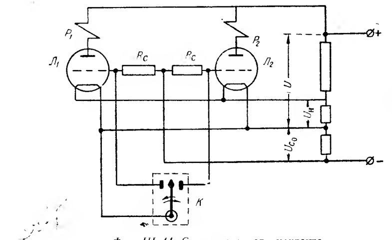
б) Так как сопротивление сеточной цепи очень велико (порядка миллионов *ом*), то ни абсолютная величина, ни изменение величины переходного сопротивления контактов (много меньшего, чем сопротивление сеточной цепи) не влияет на работу электронного реле. Для обычного же маломощного контакта, работающего без электронной лампы, его переходное сопротивление может существенно влиять на величину тока в цепи, замыкаемой контактом.

в) Так как переходное сопротивление контактов не влияет на работу электронного реле, то отпадает необходимость больших контактных давлений, т. е. от чувствительного элемента электрического датчика почти не требуется создания каких-либо усилий, кроме усилия, необходимого для перемещения контакта до его замыкания, которое может быть практически ничтожным.

Типовая схема сеточного контакта приведена на фиг. III. 44. При среднем положении подвижного контакта датчика K обе лампы заперты отрицательным смещением $U_{с0}$. При замыкании подвижного контакта с левым неподвижным контактом потенциал сетки лампы $Л_1$ становится равным нулю, лампа отпирается и срабаты-

вает реле P_1. При замыкании подвижного контакта с правым неподвижным контактом аналогичным образом срабатывает реле P_2. В качестве контактного датчика K может быть применена, например, контактная головка (фиг. II. 2). Вместо двух ламп в подобных схемах может быть использована одна двойная лампа (двойной триод), что значительно упрощает электронное реле.

Если электронное реле должно реагировать на появление или увеличение до определенного значения напряжения сигнала U_c, подаваемого на сетку электронной лампы, то естественно, что контакт K является лишним, и схема сеточного контакта превращается в схему обычного электронного реле, срабатывание которого определяется величиной электрического сигнала U_c.



Фиг. III. 44. Схема сеточного контакта.

Простейший расчет электронного реле по схеме сеточного контакта заключается обычно в выборе электронной лампы, напряжения U источника анодного питания и значений управляющего напряжения U_c на сетке, необходимого для срабатывания и отпускания электромагнитного реле с известными сопротивлением R, током срабатывания $i_{ср}$ и током отпускания $i_{от}$.

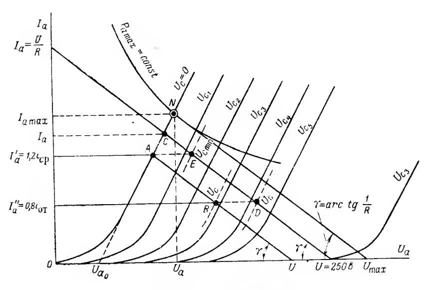
Выбор лампы осуществляется с помощью табл. III. 5 по величине необходимого для срабатывания реле анодного тока, для надежности берущегося с запасом:

$$I'_a = 1{,}2 i_{ср}.$$

В табл. III. 5 для каждой лампы даны величины максимально допустимых анодных токов $I_{a\,max}$, получающихся при максимальной мощности $P_{a\,max}$, рассеиваемой на аноде в режиме $U_c = 0$. Режим $U_c = 0$ для электронного реле постоянного тока наиболее целесообразен, так как не требует напряжения на сетке для его срабатывания. Повышение анодного тока за счет положительного U_c нежелательно, так как приводит к появлению тока в сеточной цепи.

Точка N, соответствующая табличным данным, получается (фиг. III. 45) пересечением анодной характеристики лампы при $U_c=0$ с кривой $P_{a\,max}=\text{const}$ для данной лампы.

Если в таблице окажется несколько подходящих ламп с $I_{a\,max} > I_a'$, то желательно из них выбрать лампу с большей крутизной s сеточной характеристики и с внутренним сопротивлением R_i, близким по величине к величине сопротивления R реле. Большая крутизна сеточной характеристики позволит управлять реле относительно меньшими изменениями напряжения на сетке. Приблизи-



Фиг. III. 45. К графическому расчету электронного реле.

тельное равенство $R_i \approx R$ соответствует, как было показано в главе I, оптимальному случаю работы лампы на сопротивление нагрузки.

Дальнейший расчет выполняется либо аналитически, либо графически. При аналитическом расчете используются данные табл. III. 5. При графическом расчете должны быть известны характеристики выбранной лампы.

1) Методика аналитического расчета.

а) По величине $I_a'=1{,}2i_{cp}$ определяют необходимое напряжение источника анодного питания:

$$U=U_{a0}+I_a'(R_i+R).$$

б) С запасом для надежного отпускания определяют величину анодного тока

$$I_a''=0{,}8i_{от},$$

необходимого, чтобы электронное реле выключилось. Соответствующая величина отрицательного сигнала на сетке находится по формуле (III. 61):

$$U_c = \frac{I_a''(R_i + R) - (U - U_{a0})}{\mu}.$$

При этом следует учитывать, что вследствие непостоянства R_i, μ и U_{a0}, чем больше U_c, тем более приближенной получается его величина, определенная таким образом (R_i, μ и U_{a0} в табл. III. 5 даны для случая $U_c = 0$).

в) Если величина напряжения U источника анодного питания задана, то необходимо в первую очередь проверить, не превышает ли она значения, максимально допустимого для выбранной лампы при заданном R:

$$U_{max} = U_{a0} + I_{a\,max}(R_i + R).$$

Если $U < U_{max}$, то вычисляют получающийся анодный ток:

$$I_a = \frac{U - U_{a0}}{R_i + R}$$

и если $I_a > I_a'$, то подсчитывают величину U_c аналогично предыдущему. Если $I_a < I_a'$, то для данного U электронное реле может работать только при $U_c > 0$, что нежелательно.

г) После окончания расчета необходимо проверить величину мощности, рассеиваемой на аноде, по условию

$$P_a = U_a I_a = I_a^2 R_i < P_{a\,max}.$$

2) Методика графического расчета.

Порядок расчета остается примерно тот же. Точность расчета повышается вследствие использования характеристик лампы.

а) На графике с анодными характеристиками выбранной лампы проводят (фиг. III. 45) две горизонтальные прямые

$$I_a' = 1{,}2 i_{cp} \text{ и } I_a'' = 0{,}8 i_{от}.$$

б) Из точки A пересечения прямой $I_a' = 1{,}2 i_{cp}$ с характеристикой лампы при $U_c = 0$ проводят прямую нагрузки под углом $\gamma = \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{R}$ к оси абсцисс. Точка пересечения этой прямой с осью абсцисс определит необходимую величину напряжения U источника анодного питания.

в) Точка B пересечения прямой нагрузки с линией $I_a'' = 0{,}8 i_{от}$ определит величину напряжения U_c сигнала на сетке, необходимую для выключения реле. Величина U_c находится путем интерполяции между анодными характеристиками лампы, построенными для разных значений U_c.

г) Если напряжение U задано и меньше U_{max}, например, $U = 250$ *в* (обычное значение), то прямую нагрузки проводят из

точки $U_a = U$. Величина I_a рабочего анодного тока определяется в этом случае точкой C, а величина напряжения U_c на сетке, выключающего реле, точкой D.

д) Если значение рабочего тока реле I_a' должно быть выдержано точно, то для этого к сетке лампы в момент срабатывания должно быть приложено отрицательное напряжение $U_{c\,min}$ сигнала, величина которого определяется положением точки E (фиг. III.45). В этом случае управлять работой реле сложнее, так как необходимо изменять U_c от одного значения до другого, а не просто включать и выключать.

е) После окончания расчета необходимо проверить величину мощности, рассеиваемой на аноде, по условию

$$P_a = U_a I_a = I_a^2 R_i < P_{a\,max}.$$

Пример 11. Рассчитать электронное реле по схеме сеточного контакта, если ток срабатывания электромагнитного реле $i_{ср} = 10$ *ма*, а его сопротивление $R = 8000$ *ом*.

Р е ш е н и е: Полагая приближенно, что $i_{от} \approx i_{ср}$, подсчитываем:

$$I_a' = 1{,}2 i_{ср} = 12 \text{ ма} \text{ и } I_a'' = 0{,}8 i_{ср} = 8 \text{ ма}.$$

Из табл. III.5 видно, что в данном случае по величине $I_{a\,max}$ подходят несколько ламп. Выбираем лампу 6С5 с внутренним сопротивлением $R_i = 8500$ *ом*, близким к сопротивлению электромагнитного реле.

1) Аналитический метод.

а) Из табл. III.5 для выбранной лампы 6С5 находим

$$U_{a0} = 25 \text{ в}, \quad \mu = 20, \quad I_{a\,max} = 16 \text{ ма}, \quad P_{a\,max} = 2{,}5 \text{ вт}, \quad R_i = 8{,}5 \text{ ком}.$$

б) Определяем необходимое напряжение источника анодного питания

$$U = U_{a0} + I_a'(R_i + R) = 25 + 12\,(8{,}5 + 8) = 223 \text{ в}.$$

в) Определяем величину отрицательного напряжения смещения на сетке необходимую для выключения реле:

$$U_c' = \frac{I_a''(R_i + R) - (U - U_{a0})}{\mu} = \frac{8\,(8{,}5+8) - (223 - 25)}{20} = -3{,}3 \text{ в}.$$

г) Если задано U, например, $U = 250$ *в*, то находим

$$U_{max} = U_{a0} + I_{a\,max}(R_i + R) = 25 + 16\,(8{,}5 + 8) = 289 \text{ в} > U,$$

$$I_a = \frac{U - U_{a0}}{R_i + R} = \frac{250 - 25}{8{,}5 + 8} = 13{,}6 \text{ ма} > I_a',$$

$$U_c = \frac{I_a''(R_i + R) - (U - U_{a0})}{\mu} = \frac{8\,(8{,}5+8) - (250 - 25)}{20} = -4{,}7 \text{ в}.$$

д) Проверяем оба варианта на величину P_a:

1. $U = 223$ *в*; $P_a = (I_a')^2 R_i = 12^2 \cdot 8{,}5 \cdot 10^{-3} = 1{,}23$ *вт* $< P_{a\,max}$.

2. $U = 250$ *в*; $P_a = (I_a)^2 R_i = (13{,}6)^2 \cdot 8{,}5 \cdot 10^{-3} = 1{,}57$ *вт* $< P_{a\,max}$.

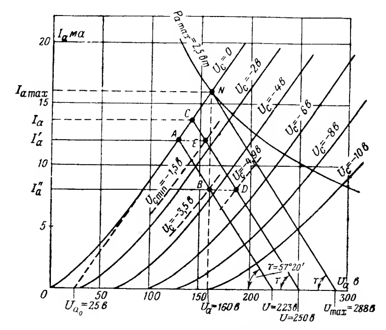
2) Графический метод (фиг. III.46).

а) Проводим горизонтальные прямые $I_a' = 12$ *ма* и $I_a'' = 8$ *ма*.

б) Из точки A проводим прямую нагрузки под углом γ к оси абсцисс, для которого

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{1}{R}\frac{m_U}{m_I} = \frac{1}{8000}\cdot\frac{25}{2\cdot 10^{-3}} = 1{,}56,$$

где $\frac{m_U}{m_I}$ — отношение масштабов, принятых на фиг. III.46 для напряжений



Фиг. III.46. Построение к примеру 11.

и токов. Угол $\gamma = 57°20'$ находим по таблицам тангенсов углов. Точка пересечения прямой нагрузки с осью абсцисс определяет величину напряжения источника анодного питания

$$U = 223\ в.$$

в) Интерполируя для точки B, лежащей между характеристиками, находим величину напряжения на сетке, необходимую для выключения реле:

$$U_c = -3{,}5\ в.$$

г) Если задано $U = 250$ *в*, то, проводя из точки $U_a = U = 250$ *в* прямую, параллельную прямой нагрузки, найдем $I_a = 13{,}6$ *ма* (точка C) и $U_c = -4{,}9$ *в* (точка D).

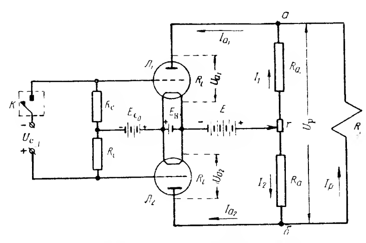
д) Если необходимо, чтобы анодный ток при $U = 250$ *в* точно равнялся току $I'_a = 12$ *ма*, то необходимое для этого начальное напряжение сигнала на сетке равно

$$U_{c\,min} = -1{,}5\ в\ (\text{точка } E).$$

Как видно, результаты графического и аналитического расчетов в приведенном примере почти полностью совпадают.

7. Электронное реле по мостовой схеме

На фиг. III. 47 показана мостовая схема электронного реле, составленная из двух внутренних сопротивлений R_i ламп и двух постоянных сопротивлений R_a. Электромагнитное реле R включено в диагональ мостовой схемы. При разомкнутом контакте K на сетки обеих ламп подается одинаковое напряжение смещения U_{c0}, и анодные токи в них одинаковы. Следовательно, напряжение и ток в диагонали $a - б$ равны нулю. Некоторая неидентичность ламп или сопротивлений может вызвать разбаланс моста, поэтому в схеме обычно имеется небольшой реостат r для дополнительного регулирования равновесия мостовой схемы в начальном положении. При

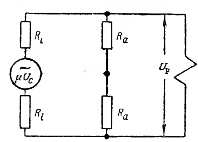


Фиг. III. 47 Мостовая схема электронного реле.

замыкании контакта K сигнальное напряжение U_c подается на сопротивления смещения R_c. Для одной лампы $Л_1$ напряжение сигнала при этом складывается с начальным отрицательным напряжением смещения, уменьшая ее анодный ток I_{a1}, а для другой лампы $Л_2$ вычитается, увеличивая ее анодный ток I_{a2} за счет уменьшения отрицательного напряжения смещения на ее сетке. При этом в диагонали $a—б$ появляется ток разбаланса, и электромагнитное реле R срабатывает.

Мостовая схема удобна тем, что ток в нагрузке при отсутствии сигнала равен нулю, а при наличии сигнала пропорционален его величине, так как начальные рабочие точки обеих ламп могут быть выбраны на середине прямолинейных участков их характеристик соответствующим выбором начального смещения (E_{c0}). Кроме того, относительное изменение тока в нагрузке может быть сделано значительно бóльшим, чем в схеме фиг. III. 44. Поэтому мостовая схема часто применяется и для измерительных целей, когда вместо реле в анодную цепь устанавливается миллиамперметр, отмечающий величину тока, пропорциональную сигналу U_c.

Найдем величину сигнала U_c, необходимую для срабатывания электромагнитного реле в диагонали мостовой схемы. При отсутствии сигнала падение напряжения U_p на реле равно нулю. Для определения U_p при наличии сигнала U_c составим (фиг. III. 48) эквивалентную схему (см. фиг. III. 41,*а*), причем, пользуясь принципом наложения, исключим анодную батарею, не создающую в данном случае напряжения U_p. Это справедливо, если рабочие точки ламп не выходят за пределы прямолинейных участков характеристик, т. е. их внутренние сопротивления (R_i) при любых U_c остаются постоянными. Небольшим регулировочным сопротивлением r будем при этом пренебрегать по его малости.



Фиг. III. 48. Эквивалентная схема к расчету электронного реле.

Для этой схемы

$$U_p = \frac{\mu U_c}{2R_i + \frac{2R_a R}{2R_a + R}} \cdot \frac{2R_a R}{2R_a + R},$$

откуда после несложных преобразований

$$U_c = \frac{U_p}{\mu}\left(1 + \frac{R_i}{R_a} + 2\frac{R_i}{R}\right). \quad \text{(III. 66)}$$

Если известны параметры (μ и R_i) ламп, сопротивление R и ток срабатывания i_{cp} электромагнитного реле, то необходимое напряжение рассогласования моста

$$U_p = i_{cp} R,$$

откуда напряжение сигнала, потребное для срабатывания реле, будет равно

$$U_c = \frac{i_{cp}}{\mu}\left[R\left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right) + 2R_i\right]. \quad \text{(III. 67)}$$

Для простейшего случая равноплечей мостовой схемы, чувствительность которой близка к максимальной, $R_a = R_i$ и

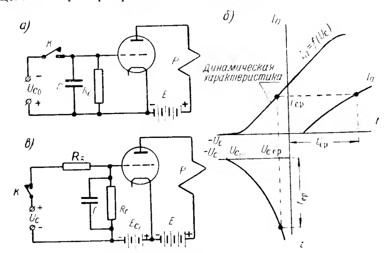
$$U_c = \frac{2i_{cp}}{\mu}(R + R_i),$$

т. е. чувствительность рассматриваемого электронного реле прямо пропорциональна статическому коэффициенту усиления μ и обратно пропорциональна внутреннему сопротивлению лампы R_i.

8. Электронное реле времени

В ряде устройств автоматики встречается необходимость получать определенную выдержку времени между моментом подачи сигнала (замыкания или размыкания сигнального контакта) и моментом срабатывания или отпускания электромагнитного реле. Наиболее удобным и простым способом для этого является приме-

нение электронного реле времени, позволяющего получать выдержки времени от миллисекунд до десятков секунд и отличающегося от обычного электронного реле только наличием дополнительного конденсатора C в цепи сетки лампы. Схема простейшего электронного реле времени приведена на фиг. III. 49,*а*, а динамическая характеристика схемы — на фиг. III. 49,*б*. При замкнутом контакте K конденсатор заряжен до отрицательного напряжения $-U_{c0}$, запирающего лампу. При размыкании контакта отрицательный потен-



Фиг. III. 49. Электронное реле времени.

циал сетки лампы уменьшается постепенно, так как конденсатор, разряжаясь на сопротивление R_c, создает в нем ток, убывающий по закону

$$i_c = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где $I_0 = \frac{U_{c0}}{R_c}$ — начальный ток при замкнутом контакте;

$\tau = CR_c$ — постоянная времени контура $C - R_c$.

Следовательно, напряжение сеточного смещения U_c убывает по закону (см. фиг. III. 49,*б*)

$$U_c = i_c R_c = U_{c0} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (III.\,68)$$

и анодный ток нарастает до тока срабатывания реле постепенно, а не мгновенно.

Если известно напряжение смещения $U_{c\,ср}$, соответствующее срабатыванию реле, то из формулы (III. 68) легко найти и время срабатывания электронного реле времени:

$$t_{ср} = CR_c \ln \frac{U_{c0}}{U_{c\,ср}}. \quad (III.\,69)$$

Время срабатывания тем больше, чем больше C и R_c, однако выбор слишком больших значений C и R_c ограничивается влиянием сказывающихся при этом проводимостей утечки лампы и конденсатора. Сопротивление R_c не рекомендуется брать больше 5—10 *мгом*, а емкость C больше 10—20 *мкф*. При этом максимально достижимая выдержка времени ограничивается несколькими десятками секунд.

Аналогично работает схема, изображенная на фиг. III. 49,*в*, со срабатыванием реле при замыкании контакта. В этом случае при разомкнутом контакте батарея E_{c0} создает на сетке лампы запирающий отрицательный потенциал. При замыкании контакта конденсатор через сопротивление $R_д$ постепенно заряжается положительным напряжением U_c, уменьшая отрицательный потенциал на сетке до величины $U_c—U_{c0}$, т. е. увеличивая анодный ток лампы. При достижении анодным током величины тока срабатывания электромагнитного реле оно сработает. Рассуждая аналогично предыдущему случаю, можно получить формулу для времени срабатывания такого реле. Формула эта имеет более сложный вид и здесь не приводится, так как схема электронного реле, изображенная на фиг. III. 49,*а*, получила преимущественное распространение.

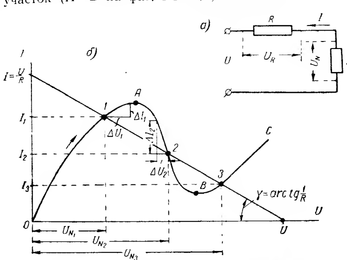
При размыкании контакта K конденсатор C постепенно разряжается на сопротивление R_c, и отрицательный потенциал на сетке лампы также постепенно увеличивается до ее запирания, поэтому схема фиг. III. 49,*в* может быть использована и для замедления отпускания электромагнитного реле. Схема фиг. III. 49,*а* для этой цели не может быть использована, так как в ней при замыкании контакта K отрицательный потенциал на сетке лампы устанавливается сразу, и время отпускания электромагнитного реле практически не увеличивается.

9. Бесконтактное электронное реле (триггер)

Бесконтактным электронным реле (триггером) называется схема, которая при заданных постоянных значениях ее параметров и напряжений питания обладает двумя состояниями равновесия, характеризующимися двумя устойчивыми значениями токов в ее цепях. Использование таких схем заключается в том, что при подаче небольших управляющих напряжений или при незначительных изменениях параметров схемы их можно заставить резко, скачком переходить из одного равновесного состояния в другое. Бесконтактные электронные реле практически безинерционны, имеют очень небольшую мощность срабатывания ($10^{-6} \div 10^{-9}$ *вт*) и коэффициент управления порядка 10^8. Поэтому они получают все большее распространение для автоматизации процессов и для измерений, особенно в случаях быстро протекающих явлений.

Рассмотрим принцип действия такого реле на примере эквивалентной схемы, изображенной на фиг. III. 50,*а*. Работа схемы требует обязательно двух элементов — линейного R и нелинейного N,

причем вольтамперная характеристика нелинейного элемента, изображенная на фиг. III. 50,*б*, обязательно должна иметь «падающий» участок (*A*—*B* на фиг. III. 50,*б*). Именно этой особенностью



Фиг. III. 50. Принцип действия бесконтактного электронного реле.

и объясняется возможность наличия в схеме двух устойчивых состояний равновесия. Аналитически уравнение схемы записывается в виде

$$U = U_N + IR$$

или

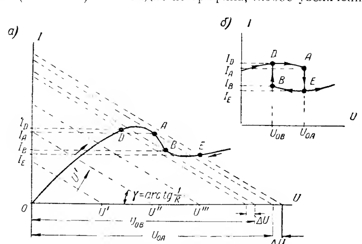
$$U_N = U - IR. \qquad \text{(III. 70)}$$

Графическим решением этого уравнения являются точки пересечения характеристик линейного R и нелинейного N элементов. Как видно из фиг. III. 50,*б*, в общем случае таких точек может быть три (*1*, *2* и *3*), т. е. при одном и том же напряжении питания U и сопротивлении R схема может иметь три состояния равновесия, определяющие три возможных значения тока I в ней. Покажем вначале, что только два из них (*1* и *3*) являются устойчивыми, а третье, соответствующее точке *2*, будет неустойчиво.

Если значения тока и напряжений соответствуют точке *2*, то вызванное любой причиной (например, изменением напряжения источника питания U) незначительное увеличение тока ΔI_2 сопровождается уменьшением напряжения на элементе N на величину ΔU_2 в соответствии с ходом вольтамперной характеристики этого элемента. Но уменьшение U_{N2}, как это видно из равенства (III. 70), соответствует увеличению доли U_R общего напряжения, падающего на элементе R, т. е. еще большему увеличению

общего тока $\left(I=\frac{U_R}{R}\right)$ в цепи. Следовательно, ток в цепи будет непрерывно нарастать. Аналогично можно показать, что небольшое уменьшение тока I_2 вызовет его дальнейшее уменьшение. Так как практически никогда нельзя точно выдержать значения тока I_2 и напряжения U_{N2}, соответствующих точке *2*, то это означает, что состояние равновесия в этой точке будет неустойчивым и возможно только теоретически.

Процесс нарастания тока возможен до другого положения равновесия (в точке *1*). Как видно из графика, любое увеличение тока

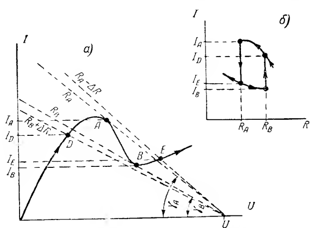


Фиг. III. 51. Управление бесконтактным электронным реле изменением *U*.

сверх значения I_1 должно быть обязательно связано с увеличением U_{N1}, т. е. с уменьшением U_R и I. Любое уменьшение тока ниже значения I_1 должно быть связано с уменьшением U_{N1}, т. е. с увеличением U_R и I. Следовательно, в точке *1* при любом произвольном изменении тока I_1 он обязательно стремится вернуться к прежнему значению, и равновесие схемы в этой точке будет устойчивым. Аналогичными рассуждениями можно показать, что равновесие схемы будет устойчивым и в точке *3*.

Остановимся теперь на поведении схемы при изменении ее параметров. Будем вначале постепенно увеличивать от нуля напряжение питания U. При этом характеристика элемента R будет перемещаться, как показано на фиг. III. 51,*а*, параллельно самой себе (так как угол $\gamma=\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{R}$ не меняется), и рабочая точка *1* схемы будет перемещаться по характеристике элемента N вправо и вверх. Так будет продолжаться до точки A характеристики элемента N, в которой характеристика элемента R касается ее. Любое дальнейшее приращение напряжения ΔU сдвигает рабочую точку

на падающий участок характеристики элемента N, и ток скачком изменяется до значения, соответствующего второму устойчивому состоянию равновесия (в точке E). Величина тока при этом резко падает до значения I_E. Если теперь уменьшать напряжение U, то скачок тока произойдет в точке B при уменьшении напряжения на ΔU. Рабочая точка скачком переместится в точку D второго устойчивого равновесия. Величина тока скачком возрастет до значения I_D. Таким образом, небольшое изменение U вблизи точек A и B дает резкие скачки тока при увеличении и при уменьшении U. Этот процесс показан на рабочей характеристике схемы, изобра-



Фиг. III. 52. Управление бесконтактным электронным реле изменением R.

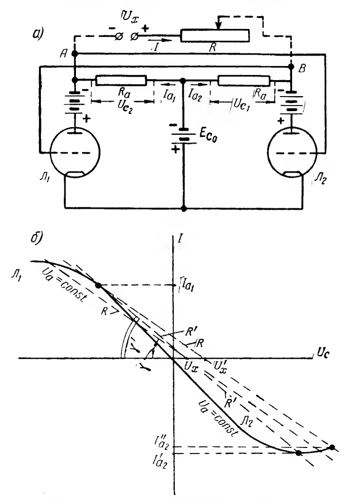
женной на фиг. III. 51,*б* и представляющей реальную зависимость тока I от переменного напряжения U.

Аналогичных результатов можно добиться изменением сопротивления R линейного элемента, т. е. изменением угла наклона $\gamma = \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{R}$ его характеристики. Способ такого управления реле показан на фиг. III. 52. При уменьшении сопротивления R скачок тока (уменьшение) происходит от точки A к точке E, а при увеличении сопротивления скачок тока (увеличение) происходит от точки B к точке D. Результаты такого управления и рабочая характеристика схемы (фиг. III. 52,*б*) аналогичны предыдущему способу и не требуют подробного рассмотрения.

В качестве нелинейного элемента для таких схем можно использовать четырехэлектродную лампу (тетрод) при небольших анодных напряжениях, пятиэлектродную лампу (пентод) в режиме тетрода либо два триода, суммарная характеристика которых обладает требуемой формой, т. е. наличием падающего участка. Принципиальная схема и вольтамперная характеристика бесконтактного электронного реле на двух триодах показаны

на фиг. III. 53. Действие схемы основано на том, что в каждый данный момент анодный ток может протекать только через одну лампу.

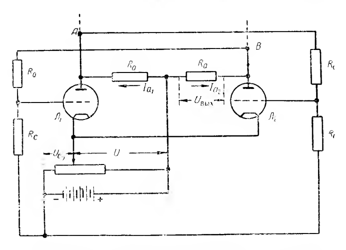
Действительно, теоретически предположим, что осуществлены условия, при которых через обе лампы протекают одинаковые



Фиг. III. 53. Принципиальная схема бесконтактного электронного реле (*а*) и ее вольтамперная характеристика (*б*).

анодные токи. Вызванное любой причиной незначительное увеличение тока одной из ламп увеличивает падение напряжения на соответствующем сопротивлении связи (R_a), увеличивая тем самым отрицательное смещение на сетке другой лампы и снижая поэтому ее анодный ток. Уменьшение же анодного тока, в свою оче-

редь, вызывает уменьшение падения напряжения на другом сопротивлении связи (R_a), т. е. уменьшение отрицательного смещения на сетке первой лампы и еще большее увеличение ее анодного тока. Это действие, нарастая очень быстро, полностью отпирает первую лампу и запирает вторую. Таким образом, реально обе лампы никогда не будут отперты одновременно. Если к точкам A и B схемы подключить управляющий сигнал U_x последовательно с сопротивлением R, то, как показано на фиг. III. 53,*б*, этим процессом можно управлять в желаемую сторону изменением U_x или R. Возможность такого управления была показана выше. В зависимости от направления изменения U_x (или R) отпирается та или другая лампа, и скачкообразное изменение ее анодного тока



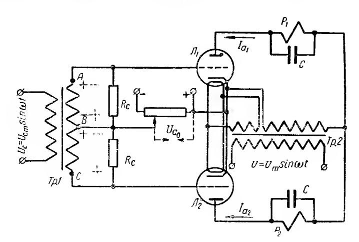
Фиг. III. 54. Практический вариант схемы бесконтактного электронного реле

может быть использовано для включения и выключения какого-либо исполнительного устройства. Необходимое для этого напряжение должно сниматься с одного из сопротивлений, включаемых в этом случае в анодные цепи ламп. Возможный практический вариант схемы бесконтактного электронного реле показан на фиг. III. 54. Обычно такая схема применяется без использования внешних напряжения U_x и сопротивления R. Срабатывание реле достигается изменением сеточного или анодного потенциала в такую сторону, чтобы оно вызывало снижение анодного тока отпертой лампы или появление анодного тока в запертой лампе. Связь анодов ламп с сетками других ламп осуществляется с помощью сопротивлений R_0, а рабочие сеточные смещения на лампах снимаются с сопротивлений R_c. Выходное напряжение на исполнительный механизм снимается с одного из анодных сопротивлений R_a.

На практике применяется большое количество других схем бесконтактных электронных реле, обладающих рядом особенностей.

10. Фазочувствительное электронное реле

В схемах автоматики (например, в дистанционных передачах переменного тока), работающих от переменного управляющего сигнала, часто встречается необходимость отмечать не только величину управляющего сигнала, но и изменение его фазы на 180° (переворачивание фазы). Например, напряжение, снимаемое с сигнальной обмотки сельсина в трансформаторном режиме, изменяет фазу на 180° при изменении направления вращения его ротора, причем амплитуда напряжения при этом может и не изменяться. Для решения такой задачи применяются специальные фазочувствительные схемы, одна из которых показана на фиг. III. 55. Пи-

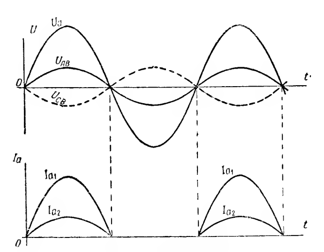


Фиг. III. 55. Фазочувствительное электронное реле.

тание анодов ламп в этом случае должно осуществляться переменным напряжением той же частоты, что и напряжение управляющего сигнала. При отсутствии управляющего сигнала U_c обе лампы должны быть заперты постоянным отрицательным напряжением смещения на сетках U_{c0} или их начальные анодные токи (при отсутствии U_{c0}) должны быть меньше тока срабатывания реле (или других исполнительных устройств) P_1 и P_2. Реле шунтируются конденсаторами C для выравнивания анодного тока. В случае исполнительных устройств, работающих на переменном токе, необходимость в применении конденсаторов отпадает.

Процессы, происходящие в фазочувствительном реле, упрощенно иллюстрируются графиками фиг. III. 56, построенными для схемы без конденсаторов C. Ввиду выпрямительных свойств электронных ламп анодные токи в них могут протекать лишь в положительные полупериоды анодного напряжения. При наличии напряжения сигнала той же частоты, совпадающего по фазе с анодным напряжением, полуобмотки AB и CB входного трансформатора (Тр. 1) создают на сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$ напряжения смещения разного

знака. При указанной на фиг. III.55 полярности смещение на сетке $Л_1$ положительно, и ее анодный ток увеличивается, а смещение на сетке $Л_2$ в тот же момент отрицательно, и ее анодный ток уменьшается. Такая же картина будет в течение всех положительных полупериодов анодного напряжения, т. е. реле P_1 сработает, а реле P_2 нет. Если теперь изменить фазу напряжения сигнала на 180° по отношению к анодному напряжению, то полярность выходных полуобмоток (Тр. 1) изменится на обратную (пунктир на фиг. III.55), и положительное смещение будет подаваться на сетку $Л_2$, а отрицательное — на сетку $Л_1$. Следовательно, анодный ток $Л_1$ уменьшится, и реле P_1 отпустит якорь, а анодный ток $Л_2$, наоборот, увеличится, и реле P_2 сработает. Таким образом, в за-



Фиг. III.56. Процессы в фазочувствительном реле.

висимости от фазы напряжения сигнала по отношению к анодному напряжению будет срабатывать то или другое электромагнитное реле в анодных цепях ламп $Л_1$ и $Л_2$. Величина анодных токов зависит от начального напряжения смещения (U_{c0}) и амплитуды напряжения сигнала. Для того чтобы электронное реле реагировало на ничтожные управляющие сигналы, величина U_{c0} подбирается такой, что при отсутствии сигнала анодные токи в обеих лампах немного меньше, чем токи срабатывания реле P_1 и P_2. Если управляющие сигналы достаточно велики, а начальные анодные токи при нулевых потенциалах на сетках меньше токов срабатывания реле P_1 и P_2, то наличие напряжения U_{c0} не обязательно. В этом случае схема значительно упрощается, так как требует только переменного источника питания.

Фазочувствительные электронные реле вследствие своих особенностей получили широкое применение в маломощных следящих системах, работающих на переменном токе.

§ III. 10. ТИРАТРОННЫЕ РЕЛЕ

1. Основные свойства тиратронов

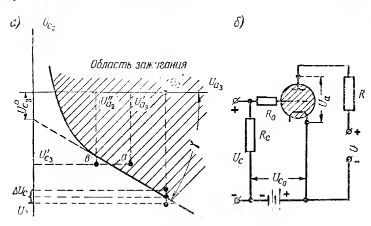
Тиратроном называется трехэлектродная газонаполненная электронная лампа. Вследствие наличия в тиратроне газа (неон, аргон и т. п.) и процесса ионизации его молекул (т. е. расщепления молекул на электроны и ионы) в результате столкновения с ними быстро перемещающихся под действием потенциала анода электронов анодный ток тиратрона может быть значительно бо́льшим, чем у обычной электронной лампы. Поэтому тиратрон может быть использован для управления относительно мощными процессами без дополнительных электромагнитных реле. При мощности срабатывания порядка 10^{-3} *вт* мощность управления тиратрона достигает 10^{3} *вт*, т. е. коэффициент управления имеет величину порядка 10^{6}. Эти цифры удачно сочетаются с потребностями автоматики, и поэтому тиратроны в настоящее время нашли самое разнообразное применение. Они используются в схемах автоматического управления и регулирования, в схемах быстрого счета, измерения малых промежутков времени и т. д.

Так как процесс ионизации газа требует известного времени, то инерционность тиратронов несколько бо́льшая, чем инерционность обычных электронных ламп. Время пуска (зажигания) тиратрона составляет около 10^{-6} сек., а время выключения (время гашения) около $10^{-5} \div 10^{-3}$ сек. Практическое значение, однако, это имеет только при использовании тиратронов на переменных напряжениях очень высокой частоты, и тиратрон также можно считать безинерционным прибором. Начало работы тиратрона, или, как говорят, его «зажигание», происходит при определенной разности напряжений на его электродах, называемой потенциалом зажигания $U_{аз}$. Потенциал зажигания, помимо конструктивных и физических свойств тиратрона, зависит от величины напряжения U_c на сетке тиратрона. Меняя величину U_c, можно управлять моментом зажигания тиратрона.

На фиг. III. 57,*а* изображена типовая характеристика зажигания тиратрона, т. е. кривая зависимости анодного напряжения ($U_{аз}$) от критического сеточного напряжения ($U_{сз}$), при котором происходит зажигание тиратрона. При любой комбинации $U_{аз}$ и $U_{сз}$, соответствующей точке выше кривой зажигания (например, точка *a* при $U'_{сз}$ и $U'_{аз}$), тиратрон зажигается. Если же эта комбинация соответствует точке, лежащей ниже кривой зажигания (например, точка *b* при $U'_{сз}$ и $U''_{аз}$), то тиратрон не зажигается. При одном и том же анодном напряжении ($U_а = \text{const}$) зажигания тиратрона можно достичь уменьшением отрицательного потенциала на его сетке. При этом процесс зажигания происходит скачком при переходе U_c через точку, лежащую на характеристике зажигания, и, следовательно, тиратрон может выполнять функции реле. Небольшое изменение U_c вызовет скачкообразное появление анодного тока. Это изменение U_c (ΔU_c на фиг. III. 57) в случае релейной работы тиратрона не должно быть очень малым для

предотвращения самостоятельного зажигания тиратрона при смещениях (разбросе) характеристики зажигания, могущих возникнуть вследствие температурных, магнитных, частотных и т. п. влияний.

Характеристика зажигания для математических расчетов может быть приближенно выражена (см.фиг. III. 57,*а*) уравнением пря-



Фиг. III. 57. Характеристика зажигания (*а*) и схема релейного включения (*б*) тиратрона.

мой линии, так как ее основной рабочий участок приблизительно прямолинеен:

$$U_{с з}=U'_{с з}+DU_{а з}, \qquad (III. 71)$$

где

$$D=\frac{\Delta U_{с з}}{\Delta U_{а з}}=\operatorname{tg}\gamma.$$

Основным недостатком при релейном управлении тиратроном с помощью сеточного напряжения является то, что управляющее действие сетки прекращается после зажигания тиратрона, т. е. погасить зажженный тиратрон увеличением отрицательного смещения на сетке практически нельзя. Это объясняется тем, что при горении тиратрона вокруг его сетки образуется так называемое «облако» из положительно заряженных ионов, экранирующее (нейтрализующее) потенциал сетки и не позволяющее ему воздействовать на процессы в горящем тиратроне. Поэтому основные вопросы при использовании тиратрона в качестве реле, рассмотрению которых посвящен настоящий параграф, связаны с построением схем, дающих возможность управлять как зажиганием, так и гашением тиратронов.

Уравнение для анодной цепи тиратрона (фиг. III. 57,*б*), так же как и для электронной лампы, можно записать в виде

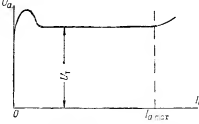
$$U=U_{а}+I_{а}R,$$

где $U_а$ — падение напряжения на тиратроне. Однако ввиду особенностей работы тиратрона физический смысл этого уравнения будет несколько другим. До зажигания тиратрона анодный ток $I_а=0$ и $U_а=U$.

После зажигания тиратрона напряжение ($U_а$) на нем не зависит от величины анодного тока и равно постоянной для данного тиратрона величине $U_т$ (15—25 *в*). Это связано с тем, что при зажжённом тиратроне нужно лишь поддерживать процесс ионизации в нем, для чего достаточно иметь напряжение $U_а$, несколько бо́льшее потенциала ионизации газа. Поэтому уравнение анодной цепи зажженного тиратрона имеет вид

$$I_а = \frac{U - U_т}{R}. \qquad \text{(III. 72)}$$

Величина анодного тока регулируется изменением сопротивления R в анодной цепи. Если сопротивление R равно нулю, то все анодное напряжение оказывается приложенным к зажженному тиратрону, что вызывает быстрое разрушение его катода. Аналогичное явление можно наблюдать, если подать анодное напряжение на тиратрон с неразогретым катодом. В этом случае температура газа в тиратроне, а значит, его плотность и давление, будут небольшими, и падение напряжения на тиратроне, необходимое для его зажигания и горения, также будет больше, чем нормально допустимое. Поэтому основными правилами работы с тиратронами являются предварительный (до подачи анодного напряжения) прогрев катода в течение примерно 1—2 мин. и включение анодного напряжения только через достаточно большое дополнительное сопротивление R.



Фиг. III. 58. Вольтамперная характеристика тиратрона.

Зависимость анодного тока тиратрона от приложенного к нему напряжения $U_а$ имеет вид, показанный на фиг. III. 58. При $I_а > I_{а\,max}$ для данного тиратрона он быстро приходит в негодность.

В табл. III. 6 приведены основные параметры некоторых тиратронов отечественного производства.

2. Управление тиратроном при постоянном анодном напряжении

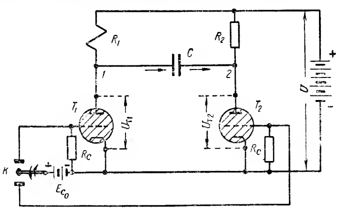
Гашение тиратрона при постоянном анодном напряжении возможно путем разрыва анодной цепи (для чего в анодную цепь включают электромагнитное реле, работающее на разрыв контактов, и т. п.). Однако практического интереса такие схемы почти не представляют, так как и зажигание и гашение тиратрона, т. е. срабатывание или отпускание тиратронного реле, всегда желатель-

Таблица III. 6

Основные параметры некоторых отечественных тиратронов

Параметр \ Тип	(ТГ-103)	(ТГ-160)	(ТГ-205)	(ТГ 212)	ТГ1 0,1/1,3	ТГ1-0,1/0,3	(ТГ-235)
Напряжение накала в *в*	2,5	2,5	2,5	4	6,3	6,3	5
Ток накала в *а*	0,3	5	9	2,3	0,6	0,6	12,5
Максимальное значение напряжения в *в*	300	1000	1000	300	1300	350	700
Среднее значение анодного тока в *а*	0,1	0,35	0,5	0,125	0,1	0,075	1,5
Падение напряжения в *в*	16	16	18	27	11	16	25

но осуществлять от одного управляющего сигнала, подаваемого на сетку тиратрона. Такое управление при питании анодов постоянным напряжением оказалось возможным только при одновременном использовании двух тиратронов, один из которых — вспомога-



Фиг. III. 59. Схема с перевертывающим конденсатором.

тельный — может быть маломощным. Рассмотрим две подобные схемы, получившие применение в автоматике.

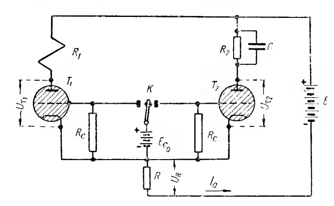
На фиг. III. 59 показана так называемая «схема с перевертывающим конденсатором». При замыкании контакта K вверх зажигается основной тиратрон T_1 и срабатывает исполнительный механизм R_1. При этом потенциал по отношению к катоду точки *1* $V_1 = U_{\tau 1}$, а точки *2* $V_2 = U$ (на R_2 падения напряжения нет, так как отсутствует ток). Следовательно, напряжение на обкладках конденсатора

$$U_C = U - U_{\tau 1} = V_2 - V_1.$$

При замыкании контакта вниз зажигается вспомогательный маломощный тиратрон T_2. Теперь потенциал второй точки $V_2 = U_{т2}$, а потенциал первой точки

$$V_1 = V_2 - U_C = U_{т2} - (U - U_{т1}) = U_{т2} + U_{т1} - U < 0$$

становится отрицательным, так как сумма $U_{т2} + U_{т1}$ меньше, чем U, и первый тиратрон гаснет. Направление разрядного тока конденсатора показано на фиг. III. 59 стрелкой. Описанный процесс повторяется в обратном направлении при вторичном замыкании вверх контакта, т. е. зажигается T_1 и гаснет T_2. Так как при этом всегда горит один какой-либо тиратрон, то схема расходует много энергии. Более экономичной является так называемая «схема с останавливающим тиратроном», показанная на фиг. III. 60. Здесь



Фиг. III. 60. Схема с останавливающим тиратроном.

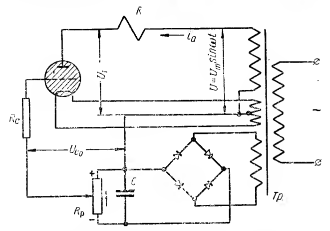
в левом положении контакта K зажигается тиратрон T_1. При переключении контакта в правое положение зажигается вначале второй тиратрон T_2. При этом общий анодный ток I_a возрастает, увеличивается падение напряжения U_R на сопротивлении R, включенном последовательно с анодной батареей, а значит, падает напряжение $U_{т1}$, и тиратрон T_1 гаснет. В процессе зажигания тиратрона T_2 конденсатор шунтирует сопротивление R_2. Однако после установления анодного тока во втором тиратроне на R_2 будет падать значительная часть напряжения питания, и напряжение $U_{т2}$ резко уменьшится, т. е. и второй тиратрон погаснет. После этого конденсатор разряжается на сопротивление R_2, и схема приходит к исходному состоянию.

Как видно, при постоянном анодном напряжении схемы управления тиратроном сложны, требуют тщательной регулировки и наличия двух тиратронов. Значительно бо́льшие преимущества дают схемы с питанием анодов переменным напряжением. Здесь гашение тиратрона легко осуществляется с помощью управляющего напряжения на сетке, так как в течение каждого периода анодное напряжение меняет знак, и, значит, тиратрон автомати-

чески погаснет при уменьшении анодного напряжения, если изменить потенциал его сетки. Кроме того, в этом случае, как будет показано ниже, величиной потенциала на сетке можно регулировать среднее значение анодного тока тиратрона. Рассмотрим наиболее употребительные способы управления тиратроном при переменном анодном напряжении.

3. Управление тиратронным реле при переменном анодном и постоянном сеточном напряжениях

На фиг. III. 61 показан один из вариантов схемы такого управления с полным питанием от источника переменного напряжения. Постоянное напряжение сеточного смещения получается от мосто-

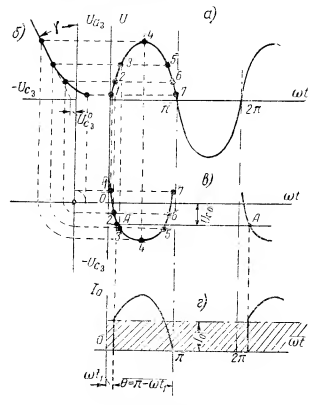


Фиг. III. 61. Управление тиратроном постоянным сеточным смещением при переменном анодном напряжении.

вой выпрямительной схемы. Величина его регулируется движком реостата $R_р$. При указанной на схеме полярности тиратрон зажигается перемещением движка вверх. Если переместить движок вниз, т. е. увеличить отрицательное смещение на сетку, то тиратрон погаснет в ближайший полупериод, когда анодное напряжение станет отрицательным.

На фиг. III. 62 выполнено графическое построение, поясняющее работу схемы. Так как анодное напряжение переменно во времени, то и параметры точки зажигания тиратрона изменяются во времени. Изменение параметров зажигания во времени представлено кривыми *в* на фиг. III. 62. Способ построения кривых *в*, представляющих зависимость сеточного напряжения зажигания $U_{сз}$ от мгновенных значений анодного напряжения, ясен из графика. Для определения моментов зажигания тиратрона отложим на этом графике прямую $U_{сз}=U_{с0}$ реально приложенного к сетке тиратрона напряжения смещения. Очевидно, что зажигание тиратрона произойдет в момент времени t_1, соответствующий точке A

пересечения прямой $U_{cз}=U_{c0}$ с новой кривой зажигания. До этой точки анодное напряжение слишком мало, и для зажигания тиратрона потребовалась бы меньшая величина отрицательного смещения U_{c0}. В течение остальной части положительного полупериода U тиратрон горит, т. е. через него проходит анодный ток $I_а$



Фиг. III.62. Графическое построение кривой анодного тока тиратрона.

(кривые *г*), величина которого в каждый данный момент определяется равенством

$$I_а=\frac{U-U_т}{R}=\frac{U_m \sin \omega t-U_т}{R}, \qquad (III.73)$$

где U_m— амплитуда напряжения питания.

При уменьшении U тиратрон гаснет и загорается снова при положительном U в те же моменты полупериода, если напряжение U_{c0} осталось неизменным. Найдем величину среднего за период (2π) анодного тока I_0:

$$I_0=\frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\theta}^{\pi} I_а d(\omega t)=\frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\theta}^{\pi}\frac{U_m \sin \omega t-U_т}{R}\, d(\omega t)=$$

$$= \frac{U_m}{2\pi R}\int\limits_{\pi-\theta}^{\pi}\sin\omega t d(\omega t) - \frac{U_т}{2\pi R}\int\limits_{\pi-\theta}^{\pi} d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi R}\left|\begin{matrix}\pi\\ \\ \pi-\theta\end{matrix}\right.(-\cos\omega t) +$$

$$+ \frac{U_т}{2\pi R}\theta = \frac{U_m}{2\pi R}(1-\cos\theta) + \frac{U_т}{2\pi R}\theta =$$

$$= \frac{U_m}{2\pi R}\left(1 - \cos\theta + \frac{U_т}{U_m}\theta\right). \qquad (III.74)$$

Обычно $U_т \ll U_m$, и последним членом в скобках равенства (III. 74) можно пренебречь вследствие его малости. Тогда получим

$$I_0 \approx \frac{U_m}{2\pi R}(1-\cos\theta) = \frac{U_m}{2\pi R}[1+\cos(\pi-\theta)]. \qquad (III.75)$$

Увеличивая $-U_{c0}$, можно менять угол θ от π до $\frac{\pi}{2}$ (при дальнейшем увеличении $-U_{c0}$ тиратрон совсем не зажжется), т. е. плавно изменять величину среднего анодного тока в пределах от

$$I_{0\max} = \frac{U_m}{\pi R}$$

до

$$\frac{I_{0\max}}{2} = \frac{U_m}{2\pi R}.$$

Угол $(\pi-\theta)$ часто называется «углом отсечки» тиратрона и легко определяется из уравнения (III. 71) характеристики зажигания

$$U_{c0} = U_{cз} = U^{\circ}_{cз} + DU_{aз} = U^{\circ}_{cз} + DU_m\sin\omega t_1 = U^{\circ}_{cз} + \operatorname{tg}\gamma U_m \sin(\pi-\theta),$$

где величины $U^{\circ}_{cз}$ и $\operatorname{tg}\gamma$ находятся по характеристике зажигания, а величины U_m и U_{c0} заданы (до момента зажигания тиратрона можно считать $R \approx 0$ и $U_a = U$).

4. Управление тиратронным реле при переменных анодном и сеточном напряжениях

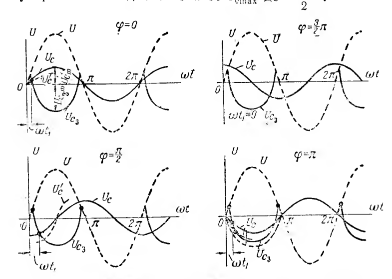
В этом случае оказывается, что возможность управления моментом зажигания и величиной среднего анодного тока тиратрона зависит не только от амплитуды U_{cm} переменного напряжения на сетке $U_c = U_{cm}\sin(\omega t - \varphi)$, но и от его угла сдвига фазы φ по отношению к переменному анодному напряжению ($U = U_m \sin\omega t$). Чтобы уяснить эту зависимость, обратимся к графикам, изображенным на фиг. III. 63, построенным для четырех значений фазового угла φ:

$$0;\ \frac{\pi}{2};\ \pi \text{ и } \frac{3\pi}{2}.$$

Кривые зажигания и способ их построения останутся, очевидно, теми же, что и для фиг. III. 62, но напряжение на сетке синусоидально, и моменты зажигания будут другие. Для случая $\varphi = 0$ легко

заметить, что зажигание всегда будет происходить почти в начале полупериода, и момент зажигания, а значит, и величина среднего анодного тока почти не будут зависеть от амплитуды $U_c : I_0 \approx I_{0max}$. В этом случае регулирование момента зажигания и величины I_0 изменением амплитуды U_c практически невозможно.

При $\varphi = \frac{\pi}{2}$ изменением амплитуды U_c можно менять угол $\pi - \theta = \omega t_1$ практически в пределах от 0 до $\frac{\pi}{2}$, т. е. менять величину среднего анодного тока от I_{0max} до $\frac{I_{0max}}{2}$.

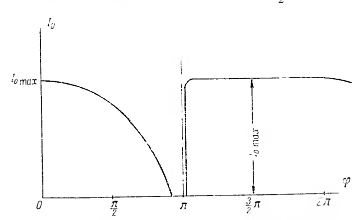


Фиг. III. 63. Амплитудное регулирование тиратрона при разных φ.

При $\varphi = \pi$ следует различать два случая. Если $U_{cm} > U_{c3\,m}$, то тиратрон практически не будет зажигаться совсем, так как кривая U_c не будет иметь точек пересечения с кривой зажигания. Если U_{cm} меньше $U_{c3\,m}$, то регулирование возможно в пределах изменения угла зажигания (ωt_1) приблизительно от 0 до $\frac{\pi}{2}$, т. е. изменения среднего анодного тока от $I_{0\,max}$ до $\frac{I_{0\,max}}{2}$. При дальнейшем увеличении φ кривая U_c оказывается выше кривой зажигания, и до $\varphi \approx 2\pi$ регулирование практически невозможно, так как независимо от величины U_{cm} тиратрон мгновенно зажигается, и средний анодный ток всегда равен $I_{0\,max}$. Это иллюстрируется графиком для промежуточного случая $\varphi = \frac{3\pi}{2}$.

Таким образом, регулирование среднего анодного тока изменением амплитуды переменного сеточного напряжения возможно лишь при $\varphi = 0 \div \pi$, а практически дает заметный эффект в еще более

узком диапазоне от $\varphi=\frac{\pi}{2}$ до $\varphi=\pi$. Напрашивается вывод, что амплитудное регулирование может быть заменено фазовым, т. е. изменением φ при постоянном U_{cm}. Способ фазового регулирования оказался даже более удобным в некоторых случаях (например, для следящих систем, когда изменением угла поворота проще менять фазу, чем амплитуду переменного напряжения) и нашел широкое применение в автоматике. Характеристику фазового регулирования тиратрона, т. е. зависимость среднего анодного тока от угла φ, легко получить, если рассмотреть изображенные на фиг. III. 63 процессы при плавном изменении φ (а не через $\frac{\pi}{2}$, как это сделано



Фиг. III. 64. Характеристика фазового регулирования тиратрона.

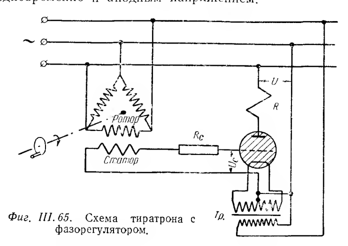
на фиг. III. 63). Такая характеристика для практически применяемого соотношения $U_{cn}>U_{сэт}$ показана на фиг. III. 64. При необходимости плавного регулирования I_0 используется участок характеристики от $\varphi=0$ до $\varphi\approx\pi$. При использовании тиратрона в качестве реле, т. е. желательности скачкообразного изменения I_0, используется участок характеристики вблизи $\varphi=\pi$.

На практике встречаются и более сложные схемы смешанного регулирования при одновременном изменении и φ и U_{cm}. При этом можно видоизменять показанный на фиг. III. 64 характер зависимости I_0 от φ.

5. Способы получения фазового сдвига

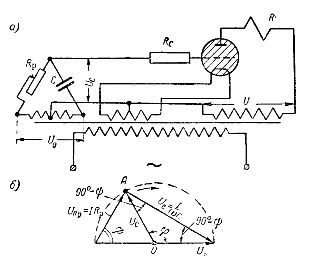
Для создания фазового сдвига φ применяется схема с фазорегулятором, показанная на фиг. III. 65. В качестве фазорегулятора может быть использован маломощный синхронный электродвигатель с заторможенным ротором. В таком электродвигателе фаза индуктированной в статоре э. д. с. зависит от положения ротора по отношению к статору. Поворачивая ротор с помощью специальной рукоятки, можно менять фазу напряжения U_c, снимаемого с об-

мотки статора, по отношению к напряжению на роторе, являющемуся одновременно и анодным напряжением.



Фиг. III. 65. Схема тиратрона с фазорегулятором.

На фиг. III. 66,*а* показана более простая схема регулирования фазы φ с помощью фазового мостика. В этом случае изменение



Фиг. III. 66. Схема (*а*) и векторная диаграмма (*б*) тиратрона с фазовым мостиком.

фазы напряжения U_c по отношению к напряжению U достигается перемещением движка реостата R_p. Для построения векторной диаграммы мостика (фиг. III. 66,*б*) использовано условие баланса напряжений в векторной записи:

$$\overline{U}_0=\overline{U}_{R_p}+\overline{U}_C\ ,$$

где $\overline{U}_0$ — вектор напряжения на вторичной обмотке трансформатора, питающего мостик;

$\overline{U}_{R_p}$ — вектор падения напряжения на реостате R_p;

$\overline{U}_C$ — вектор напряжения на конденсаторе.

Векторы $\overline{U}_{R_p}$ и $\overline{U}_c$, как известно, смещены друг относительно друга на 90°, следовательно, все три вектора образуют прямоугольный треугольник с гипотенузой $\overline{U}_0$. Так как модуль вектора $\overline{U}_0$ не меняется по амплитуде, то при изменении R или C точка будет перемещаться по полуокружности, опирающейся на вектор $\overline{U}_0$, как на диаметр. Вектор $\overline{U}_c$ равен половине $\overline{U}_0$, т. е. является радиусом этой окружности, проведенным из ее центра в точку A. При изменении R_p точка A перемещается, и угол φ между $\overline{U}_c$ и $\overline{U}$ меняется в пределах от 0 до π, если $\overline{U}_0$ совпадает по фазе с анодным напряжением U тиратрона или в пределах от π до 2π, если $\overline{U}_0$ в противофазе с U. Угол φ легко может быть вычислен и аналитически. Легко показать, что в обозначениях фиг. III. 66,*б*

$$\varphi = 2\psi,$$

где

$$\psi = \operatorname{arc\,tg} \frac{U_C}{U_{R_p}} = \operatorname{arc\,tg} \frac{\frac{I}{\omega C}}{IR_p},$$

откуда

$$\varphi = 2 \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{\omega C R_p},$$

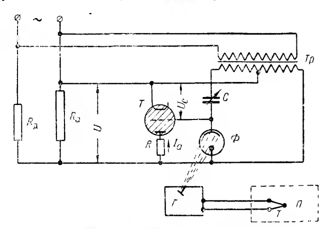
где ω — частота напряжения питания.

Фазовый мостик менее удобен, чем фазорегулятор, для использования в следящих системах, когда изменение управляющего напряжения (U_c) должно задаваться поворотом (вращением) осей. В этом случае фазовый мостик должен иметь круговой реостат R_p, и ось следящей системы, вращающая движок реостата, не может поворачиваться больше чем на 360° (ограничение — точки токоподвода к круговому реостату). Изменение сдвига фазы может быть осуществлено и рядом других способов, например, изменением индуктивности дросселя насыщения, включенного в фазовый мостик, за счет изменения подмагничивающего тока, и т. п.

6. Примеры применения тиратронных реле

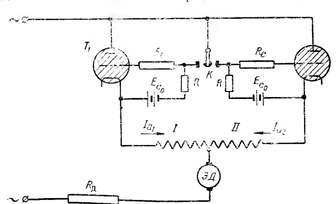
Регулирование температуры. Схема точного регулирования температуры печи $П$ с применением тиратронного реле показана на фиг. III. 67. При отклонении температуры печи $П$ от заданного значения меняется э. д. с. термопары T, а значит, и положение подвижной рамки гальванометра $Г$, снабженной небольшим

зеркальцем. Поворот зеркальца изменяет освещенность, а значит, и сопротивление фотоэлемента Φ, являющегося плечом фазового мостика. Изменение за счет этого фазы U_c по отношению к U вызывает увеличение или уменьшение среднего анодного тока I_a



Фиг. III. 67. Регулятор температуры с тиратронным реле.

тиратрона, являющегося рабочим током нагревателя R печи. Схема, таким образом, использует принцип плавного фазового регулирования среднего анодного тока без применения каких-либо механи-

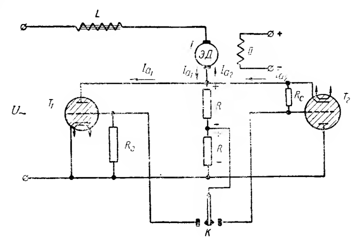


Фиг. III. 68. Реверсирование электродвигателя с помощью тиратронного реле.

ческих контактов или реле. Переменным конденсатором C можно выполнять начальное регулирование схемы на заданную температуру (также регулированием фазового сдвига).

Реверсирование электродвигателя постоянного тока. Такая схема, применяющаяся в следящих системах, изображена на фиг. III. 68. Здесь осуществляется амплитудное ре-

гулирование переменным сеточным напряжением при сдвиге фаз $\varphi=0$, т. е. скачкообразное изменение среднего анодного тока от 0 до $I_{0\,max}$. При замыкании левого контакта зажигается тиратрон T_1, и анодный ток его, проходя через полуобмотку I возбуждения электродвигателя с последовательным возбуждением, приводит электродвигатель во вращение. При замыкании правого контакта тиратрон T_1 гаснет, а T_2 зажигается, и его анодный ток, проходя через полуобмотку возбуждения II, приводит электродвигатель во вращение в противоположном направлении. При среднем положении подвижного контакта оба тиратрона погашены, и электродвигатель не вращается.

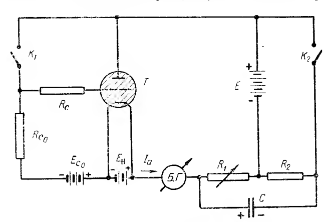


Фиг. III. 69. Реверсирование шунтового электродвигателя.

Для реверсирования электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением может быть применена схема, показанная на фиг. III. 69. Здесь обмотка возбуждения II электродвигателя $ЭД$ питается от независимого источника напряжения, а направление вращения регулируется изменением направления тока в якоре. Тиратроны T_1 и T_2 включены навстречу друг другу. Сеточное напряжение подается с делителя напряжения $R—R$ через подвижный контакт K и по отношению к катоду каждого из тиратронов положительно в тот полупериод, когда напряжение на его аноде положительно. Поэтому если при среднем положении контакта оба тиратрона заперты и электродвигатель не вращается, то при замыкании контакта влево или вправо будет зажигаться соответственно левый или правый тиратрон, и средний анодный ток, проходящий через якорь электродвигателя, будет соответственно с переключением контакта менять свое направление, так как тиратроны T_1 и T_2 включены последовательно в цепь якоря, но с обратным расположением электродов друг относительно друга. Направления анодных токов I_{a1} (при горящем тиратроне T_1) и I_{a2} (при горящем тиратроне T_2) показаны на фиг. III. 69 стрелками. Дроссель L включается

последовательно в цепь якоря для уменьшения его нагрева переменным током при неработающем электродвигателе (при среднем положении контакта). В этой схеме, как и в предыдущей, используется принцип амплитудного регулирования со скачкообразным изменением среднего анодного тока. Схема применяется в основном для маломощных электродвигателей с относительно небольшим рабочим током в якоре.

Измерение малых промежутков времени. Схема для измерения малых промежутков времени с помощью тиратрона и баллистического гальванометра ($Б.Г$) показана на фиг. III. 70.



Фиг. III.70. Схема для измерения малых промежутков времени.

При замыкании ключа K_1 в момент времени t_1 на сетку тиратрона подается положительное напряжение смещения, и он загорается. Через баллистический гальванометр начинает проходить анодный ток тиратрона. Если в момент времени t_2 замкнуть ключ K_2, то анодное напряжение на тиратроне резко уменьшится, и он погаснет. Это объясняется тем, что отрицательный заряд правой пластины конденсатора, накопившийся на ней при разомкнутом ключе K_2, при замыкании этого ключа подается на анод тиратрона и на некоторое время (необходимое для перезаряда конденсатора) уменьшает его потенциал. Анодный ток через баллистический гальванометр прекратится. По отбросу указателя баллистического гальванометра можно судить о величине интервала времени $t_2—t_1$ между замыканиями ключей K_1 и K_2. С помощью сопротивления R_1 можно регулировать величину отброса баллистического гальванометра, меняя величину анодного тока.

ГЛАВА IV

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДИСТАНЦИОННЫЕ ПЕРЕДАЧИ

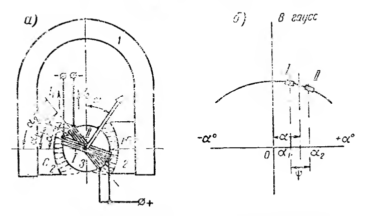
Если электромеханическая система должна управляться с помощью чувствительного элемента (электрического или механического), расположенного на столь значительном расстоянии от нее, что непосредственная связь чувствительного элемента и системы невозможна, то связь между ними наиболее просто может быть осуществлена электрическим путем. В том случае когда выходным параметром чувствительного элемента является электрический сигнал, эту связь можно осуществить с помощью обыкновенных проводов. Если же выходным параметром чувствительного элемента (например, авиационного компаса) является механическое перемещение, то для передачи его на значительное расстояние применяются электрические дистанционные передачи, в которых механическое перемещение вначале преобразуется в электрический сигнал с помощью электрического датчика, а затем происходит обратное преобразование электрического сигнала в механическое перемещение, пропорциональное исходному механическому перемещению, с помощью электрического приемника. Электрические дистанционные передачи получили широкое применение для самых разнообразных целей — передачи показаний основного электрического прибора в различные места самолета (штурману и другим членам экипажа), дистанционного управления оборудованием и т. п. В авиации в полной мере сказались основные преимущества электрических дистанционных передач — компактность, малый вес, возможность передачи показаний в самые отдаленные и труднодоступные места и т. п. В настоящее время вообще невозможно представить современный самолет, оснащенный сложнейшим оборудованием, управляемым практически из одного-двух мест, без дистанционных передач. Для дистанционного управления основное применение получили более мощные дистанционные передачи переменного тока. В приборной автоматике наибольшее распространение получили менее мощные, но более простые и чувствительные дистанционные передачи постоянного тока. Поскольку основным типом приемника для большинства дистанционных передач постоянного тока является

магнито-электрический логометр в том или ином конструктивном оформлении, то именно с него и целесообразно начать рассмотрение электрических дистанционных передач.

§ IV.1. МАГНИТО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЛОГОМЕТРЫ

1. Принцип действия

Логометром называется прибор, измеряющий отношение токов (по-гречески «логос» означает «отношение») в двух электрических ветвях. Принцип действия логометра, как и гальванометра, основан на взаимодействии магнитного поля постоянного магнита *1* с магнитным полем обмотки рамки, обтекаемой током. От обычного



Фиг. IV.1. Принцип действия (*а*) и распределение индукции (*б*) в воздушном зазоре логометра.

гальванометра логометр отличается наличием двух жестко связанных друг с другом и обтекаемых разными токами рамок и переменной по углу поворота рамок магнитной индукцией в воздушном зазоре. На фиг. IV.1 показана простейшая конструкция логометра. Плотность магнитного потока (величина магнитной индукции) к краям полюсных наконечников *2* магнита *1* (фиг. IV.1,*б*) убывает, так как радиус выточки полюсных наконечников больше радиуса сердечника *3*. Если обозначить $B_1 = f(\alpha_1)$ магнитную индукцию в месте расположения рамки *I*, а $B_2 = f(\alpha_2)$ магнитную индукцию в месте расположения рамки *II*, то вращающие моменты, создаваемые каждой из рамок, будут равны соответственно (при одинаковых размерах и числах витков обеих рамок):

$$M_1 = kI_1B_1,$$

$$M_2 = kI_2B_2,$$

где $k = \frac{2rlw}{9810}$ [см. формулу (I.37)].

Если вследствие разного направления токов в рамках или разного направления намотки рамок их вращающие моменты будут иметь разные знаки, то подвижная система логометра отклонится на некоторый угол α, определяемый условием равновесия

$$M_1 = M_2$$

или

$$I_1 B_1 = I_2 B_2$$

или

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{B_2}{B_1} = \frac{f(\alpha_2)}{f(\alpha_1)}. \qquad \text{(IV. 1)}$$

Если обозначить угол между рамками через ψ, то

$$\alpha_2 = \alpha + \frac{\psi}{2},$$

$$\alpha_1 = \alpha - \frac{\psi}{2},$$

и равенство (IV. 1) можно переписать так:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{f\left(\alpha + \frac{\psi}{2}\right)}{f\left(\alpha - \frac{\psi}{2}\right)} = f_1(\alpha),$$

так как угол ψ — величина постоянная. Отсюда получается основное уравнение логометра

$$\alpha = \varphi\left(\frac{I_1}{I_2}\right), \qquad \text{(IV. 2)}$$

где φ — функция, обратная f_1, т. е. зависимость α от $\frac{I_1}{I_2}$. Следовательно, при постоянных конструктивных параметрах логометра угол отклонения его подвижной системы зависит только от отношения токов в его рамках. Характерной особенностью является то, что здесь нет устройства для создания противодействующего момента Его роль выполняет одна из рамок логометра, называемая иногда «электрической пружинкой» по аналогии с механическими пружинками гальванометра, служащими для создания противодействующего момента. Другой характерной особенностью логометра является независимость его показаний от величины напряжения источника электрического питания, что является в условиях реальной эксплуатации крупнейшим преимуществом для электроизмерительного прибора. Действительно, поскольку токи в рамках логометра в равной степени зависят от величины напряжения, то их отношение при любых изменениях напряжения остается величиной постоянной, так же как и положение подвижной системы логометра.

При рассмотрении работы логометра было отмечено отсутствие механических пружинок для создания противодействующего момента. Однако практически такие пружинки все же приходится

ставить для подвода тока к рамкам логометра (даже не две, а три). Пружинки в этом случае выбираются с ничтожным противодействующим моментом, так как их функции ограничиваются лишь подводом тока и возвращением подвижной системы логометра к нулевому положению при отсутствии токов в рамках (это необходимо, чтобы не ввести наблюдателя в заблуждение ложными показаниями прибора при отсутствии токов в рамках). Суммарный противодействующий момент $M_п$ токоподводов логометра, несмотря на свою малость, все же несколько изменяет условие равновесия подвижной системы, которое в этом случае запишется так:

$$M_1 = M_2 + M_п$$

или

$$kI_1B_1 = kI_2B_2 + M_п,$$

откуда

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{B_2}{B_1}\left(1 + \frac{M_п}{kI_2B_2}\right) = \frac{B_2}{B_1}\left(1 + \frac{M_п}{M_1}\right). \qquad (IV.3)$$

Из сравнения написанного выражения с равенством (IV. 1) видно, что наличие момента токоподвода вносит некоторую погрешность в показания логометра и делает их зависимыми от колебаний напряжения питания, так как отношение $\frac{M_п}{M_1} = \frac{M_п}{kI_2B_2}$ зависит от величины напряжения. В современных конструкциях логометров отношение $\frac{M_п}{M_1}$ обычно настолько мало, что с этой погрешностью практически можно не считаться.

2. Характер шкалы логометра

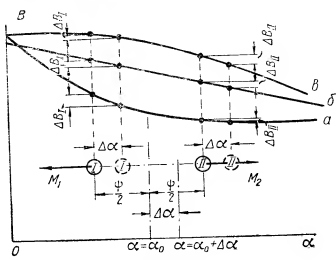
Характер шкалы логометра, т. е. зависимости угла поворота подвижной системы от отношения токов в ее рамках, определяется уравнением (IV. 2). Вид этого уравнения, т. е. функции $\varphi\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$, существенно зависит от формы магнитного поля в воздушном зазоре логометра, т. е. от закона изменения индукции в воздушном зазоре при изменении угла α. В зависимости от конструкции магнитной системы логометра этот закон может изменяться, и при этом характер шкалы логометра будет получаться различным. При выборе конструктивных размеров магнитной цепи логометра обычно учитывают два основных условия:

а) равномерность шкалы логометра;

б) устойчивость состояний равновесия подвижной системы логометра в любых положениях.

Второе из указанных условий накладывает определенные требования на закон изменения индукции в воздушном зазоре. Для выяснения этих требований на фиг. IV. 2 изображены три возможные формы зависимости: $B=f(\alpha)$ — *а*, *б* и *в*. Нанесем на графике положения рамок I и II при произвольном значении $\alpha = \alpha_0$, соответ-

ствующем состоянию равновесия, и для выяснения устойчивости этого состояния повернем подвижную систему каким-либо внешним усилием на угол $\Delta\alpha$. Если, после того как внешнее усилие исчезнет, подвижная система возвратится в прежнее положение ($\alpha=\alpha_0$), то состояние равновесия будет *устойчивым*, если не возвратится,— равновесие подвижной системы будет *неустойчивым*. В исходном положении вращающие моменты обеих рамок (M_1 и M_2) равны между собой, т. е. их разность $M_1-M_2=0$. Если закон изменения магнитной индукции в воздушном зазоре соответствует кривой *в*, то в смещенном положении уменьшение магнитной индукции для рамки $II(\Delta B_{II})$ больше, чем уменьшение магнитной индукции (ΔB_I) для



Фиг. IV.2. Устойчивость равновесия подвижной системы логометра.

рамки I, и $M_1>M_2$. Следовательно, для результирующего вращающего момента будет выполняться неравенство $M_1-M_2>0$, и он будет возвращать подвижную систему в исходное положение. Равновесие в этом случае будет устойчивым. Обратная картина будет при законе изменения магнитной индукции, соответствующем кривой *а*. В этом случае $\Delta B_{II}<\Delta B_I$, и в смещенном положении $M_2>M_1$, т. е. разность $M_1-M_2<0$ и будет стремиться повернуть подвижную систему еще дальше от исходного положения. Следовательно, равновесие в этом случае будет неустойчивым. В промежуточном случае, соответствующем линейной форме зависимости магнитной индукции от угла α (кривая *б*), $\Delta B_{II}=\Delta B_I$. В этом случае для смещенного положения M_1 немного больше M_2 только вследствие меньшего абсолютного значения B_{II} по сравнению с B_I, и равновесие еще устойчиво, но запас устойчивости уже очень мал.

Из этого следует, что для обеспечения устойчивости равновесных состояний подвижной системы закон изменения магнитной индукции в воздушном зазоре должен быть таким, чтобы уменьшение

магнитной индукции ΔB в воздушном зазоре нарастало при увеличении угла α или в крайнем случае было постоянным по величине, но ни в коем случае не уменьшалось. Этому соответствуют кривые типа *в* и *б* (фиг. IV. 2).

Приведенные выше соображения можно обобщить, если ввести понятие об *удельном устанавливающем моменте*

$$M_{уд} = \frac{\Delta M_у}{\Delta \alpha} = \left(\frac{dM_у}{d\alpha} \right)_{\Delta\alpha \to 0}, \qquad (IV. 4)$$

характеризующем устойчивость состояния равновесия подвижной системы при ее случайных отклонениях из этого состояния. Здесь величина

$$M_у = M_1 - M_2 = k(I_1 B_1 - I_2 B_2) \qquad (IV. 5)$$

называется *устанавливающим моментом* и характеризует устойчивость равновесия в данной точке шкалы при заданной величине $\Delta\alpha$. Понятие удельного устанавливающего момента вводится для того, чтобы состояние равновесия можно было характеризовать независимо от α и при любых значениях $\Delta\alpha$, т. е. для всего прибора вообще. Величина удельного устанавливающего момента является важнейшей характеристикой измерительных приборов, так как она определяет крутизну нарастания кривой устанавливающего момента для любой точки шкалы и не обращается в нуль для самого момента равновесия. Величина же устанавливающего момента зависит от отклонения $\Delta\alpha$ от состояния равновесия и для самого состояния равновесия обращается в нуль.

Подставляя равенство (IV. 5) в (IV. 4), получим формулу для определения величины удельного устанавливающего момента логометра

$$M_{уд} = k\left(I_1 \frac{dB_1}{d\alpha} - I_2 \frac{dB_2}{d\alpha} \right). \qquad (IV. 6)$$

Если $M_{уд} < 0$, то равновесие подвижной системы устойчиво, если $M_{уд} = 0$, то равновесие безразличное, и если $M_{уд} > 0$, то равновесие неустойчивое.

3. Логометр с внутрирамочным магнитом

В ряде приборов (например, в электрических термометрах сопротивления) широкое применение получили малогабаритные логометры с внутрирамочными магнитами, схема конструкции которых изображена на фиг. IV. 3,*а*. В § I. 8 была выведена формула для закона распределения магнитной индукции в воздушном зазоре такой системы:

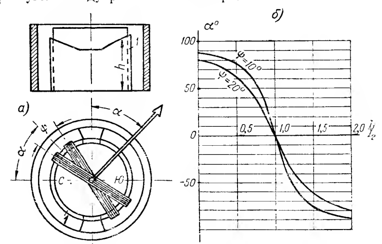
$$B_в = B_0 \cos \alpha. \qquad (I. 36)$$

Выведем уравнение шкалы такого логометра. Магнитные индукции в местах расположения его рамок при отклонении подвижной системы на угол α

$$B_1 = B_0 \cos\left(\alpha - \frac{\psi}{2}\right),$$

$$B_2 = B_0 \cos\left(\alpha + \frac{\psi}{2}\right),$$

где ψ — угол между рамками логометра.



Фиг. IV.3. Логометр с внутрирамочным магнитом.

Разность вращающих моментов рамок

$$M_1 - M_2 = k\left[I_1 B_0 \cos\left(\alpha - \frac{\psi}{2}\right) - I_2 B_0 \cos\left(\alpha + \frac{\psi}{2}\right)\right].$$

Из тригонометрии известно, что

$$\cos\left(\alpha - \frac{\psi}{2}\right) = \cos\alpha\cos\frac{\psi}{2} + \sin\alpha\sin\frac{\psi}{2},$$

$$\cos\left(\alpha + \frac{\psi}{2}\right) = \cos\alpha\cos\frac{\psi}{2} - \sin\alpha\sin\frac{\psi}{2}.$$

Подставляя эти значения и учитывая, что для момента равновесия подвижной системы $M_1 - M_2 = 0$, получим

$$\cos\alpha\cos\frac{\psi}{2}(I_1 - I_2) + \sin\alpha\sin\frac{\psi}{2}(I_1 + I_2) = 0,$$

откуда после простейших преобразований найдем

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{1 - \frac{I_1}{I_2}}{1 + \frac{I_1}{I_2}} \operatorname{ctg}\frac{\psi}{2}$$

или

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg}\left[\frac{1-\frac{I_1}{I_2}}{1+\frac{I_1}{I_2}}\operatorname{ctg}\frac{\psi}{2}\right]. \qquad \text{(IV. 7)}$$

Эта зависимость для двух значений ψ показана на фиг. IV. 3,*б*. Как видно, отклонение α подвижной системы лишь приблизительно пропорционально отношению токов $\frac{I_1}{I_2}$ и только в ограниченном диапазоне изменения $\frac{I_1}{I_2}$.

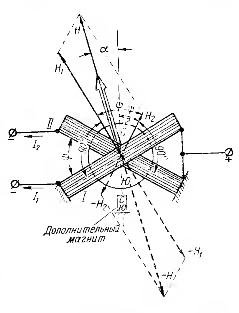
Для получения более равномерной шкалы логометра с внутрирамочным магнитом иногда прибегают к коррекции закона изменения индукции в воздушном зазоре с помощью так называемого профилированного кольца (*1* на фиг. IV. 3,*а*), изготовляемого из мягкой стали и насаживаемого на наружную поверхность цилиндрического магнита. Высота h кольца меняется вдоль окружности магнита по заранее заданному закону так, чтобы кривая изменения магнитной индукции в воздушном зазоре соответствовала требуемой форме для равномерности шкалы логометра. Физическое действие такого кольца заключается в уменьшении длины воздушного зазора, т. е. в изменении (в необходимой степени) магнитной индукции в воздушном зазоре для разных углов поворота подвижной системы α.

Из графиков фиг. IV. 3,*б* можно также сделать вывод о влиянии угла ψ (между рамками) на характер шкалы. Чем больше ψ, тем, очевидно, больше предел измеряемого отношения токов и меньше чувствительность логометра (изменение α при одинаковом изменении $\frac{I_1}{I_2}$) и наоборот. Минимальная величина ψ ограничивается необходимым пределом измерения отношения $\frac{I_1}{I_2}$ и конструктивными соображениями. Максимальная величина ψ ограничивается требованием необходимой чувствительности и размахом шкалы, так как по конструктивным соображениям чем больше ψ, тем меньше размах (максимальный угол поворота подвижной системы) шкалы. В реальных конструкциях логометров угол ψ имеет величину порядка 8—20°.

4. Логометр с подвижным магнитом

Принципиально работа логометра с внутрирамочным магнитом не изменится, если закрепить рамки неподвижно, а на магните укрепить стрелку и сделать его подвижным (например, установить на кернах). Крупнейшим преимуществом такой системы (фиг. IV. 4) является отсутствие необходимости в токоподводах. Возвращение подвижного магнита к нулевому положению при отсутствии токов в рамках может быть достигнуто применением небольшого дополни-

тельного постоянного магнита, укрепленного неподвижно так, чтобы его магнитное поле создавало небольшой момент, достаточный для возвращения подвижного магнита к нулевому положению, но практически не влияющий на работу логометра при наличии токов в его рамках. Попытки осуществить такую конструкцию делались уже давно, но реальное осуществление она получила впервые на заводах отечественного авиаприборостроения в результате применения для изготовления подвижного магнита высококачественных магнитных сплавов. Это позволило устранить основной недостаток конструкции — большой вес подвижного магнита при необходимости сохранения достаточного по величине вращающего момента. Применение новых магнитных материалов позволило получить маленький и легкий подвижный магнит, не уменьшая значительно его вращающий момент.



Фиг. IV. 4. Логометр с подвижным магнитом.

Найдем уравнение шкалы логометра с подвижным магнитом, изображенного на фиг. IV. 4, обозначив I_1 и I_2 токи в его катушках, а m — магнитный момент подвижного магнита. Вращающие моменты, действующие на подвижный магнит от магнитных полей катушек *I* и *II*, при положении его, сдвинутом относительно нулевого на некоторый угол α, будут соответственно

$$M_1 = mH_1 \sin\left(\frac{\psi}{2} - \alpha\right),$$

$$M_2 = mH_2 \sin\left(\frac{\psi}{2} + \alpha\right),$$

где $H_1 = kI_1$ и $H_2 = kI_2$ — напряженности магнитных полей катушек,

а $\frac{\psi}{2} - \alpha$ и $\frac{\psi}{2} + \alpha$ — соответственно углы между направлениями магнитных полей катушек и направлением магнитного поля постоянного магнита.

Для момента равновесия эти моменты равны между собой, т. е.

$$I_1 \sin\left(\frac{\psi}{2} - \alpha\right) = I_2 \sin\left(\frac{\psi}{2} + \alpha\right).$$

Подставляя сюда значения

$$\sin\left(\frac{\psi}{2}-\alpha\right)=\sin\frac{\psi}{2}\cos\alpha-\cos\frac{\psi}{2}\sin\alpha,$$

$$\sin\left(\frac{\psi}{2}+\alpha\right)=\sin\frac{\psi}{2}\cos\alpha+\cos\frac{\psi}{2}\sin\alpha,$$

после несложных преобразований получим

$$\operatorname{tg}\alpha=\frac{1-\frac{I_1}{I_2}}{1+\frac{I_1}{I_2}}\left(-\operatorname{tg}\frac{\psi}{2}\right)=\frac{1-\frac{I_1}{I_2}}{1+\frac{I_1}{I_2}}\operatorname{ctg}\left(90^\circ+\frac{\psi}{2}\right).$$

Отсюда получаем выражение для угла отклонения подвижного магнита, аналогичное уравнению (IV. 7),

$$\alpha=\operatorname{arc\,tg}\left[\frac{1-\frac{I_1}{I_2}}{1+\frac{I_1}{I_2}}\operatorname{ctg}\left(90^\circ+\frac{\psi}{2}\right)\right]. \qquad \text{(IV. 8)}$$

В частном случае, когда $\psi=90^\circ$ и $\operatorname{ctg}(90^\circ+45^\circ)=-\operatorname{tg}45^\circ=-1$, выражение (IV. 8) принимает вид

$$\alpha=-\operatorname{arc\,tg}\left(\frac{1-\frac{I_1}{I_2}}{1+\frac{I_1}{I_2}}\right). \qquad \text{(IV. 9)}$$

5. Многокатушечные логометры

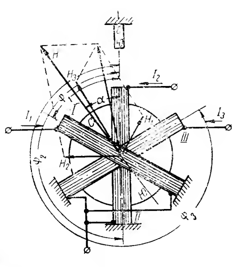
Крупным преимуществом логометров с подвижным магнитом является возможность поворота магнита на угол, больший 360°. Однако при наличии только двух катушек угол поворота практически нельзя сделать более 180°. Это объясняется тем, что такой логометр при одном и том же отношении токов имеет второе устойчивое положение, сдвинутое относительно первого на 180°.

Действительно, если, не меняя абсолютных величин токов I_1 и I_2, изменить одновременно их знаки, то вектор результирующей напряженности на фиг. IV. 4, а значит, и подвижный магнит изменят свое положение на 180°. При желании иметь угол поворота подвижной системы более 180° это явление вызовет совершенно недопустимую в эксплуатации неопределенность показаний ввиду наличия двух устойчивых положений по шкале для одного и того же отношения $\frac{I_1}{I_2}$.

Для осуществления неограниченного угла поворота подвижной системы логометры изготовляются с тремя и более катушками.

Дополнительные катушки устраняют явление неопределенности показаний логометра, так как наличие дополнительного магнитного поля позволяет смещать результирующий вектор напряженности в любую желаемую сторону. Многокатушечные логометры изготовляются как с подвижными рамками, так и с подвижным магнитом. Схема конструкции трехкатушечного логометра с подвижным магнитом показана на фиг. IV. 5. Токи I_1, I_2 и I_3 в каждой из катушек создают магнитные поля катушек напряженностью H_1, H_2 и H_3.

Подвижный магнит при этом стремится занять такое положение, чтобы направление его магнитной оси совпало с направлением результирующей напряженности магнитных полей всех трех катушек, получающейся геометрически сложением векторов H_1, H_2 и H_3, как это показано на фиг. IV. 5. Подвижная система при отсутствии токов в катушках возвращается в нулевое положение с помощью дополнительного постоянного магнита или за счет момента токоподводов (в конструкции с подвижными катушками).



Фиг. IV. 5. Трехкатушечный логометр.

Основное применение многокатушечные логометры (в большинстве случаев трехкатушечные с углом между катушками 120°) получили в электрических дистанционных передачах с неограниченным углом поворота, рассматриваемых в следующем параграфе.

Выведем уравнение шкалы трехкатушечного логометра для расположения катушек и направления токов, указанного на фиг. IV. 5, полагая углы между катушками $\psi_2-\psi_1=120^\circ$ и $\psi_3-\psi_2=120^\circ$, а размеры и число витков катушек одинаковыми. Вращающие моменты, сообщаемые катушками подвижному магниту, запишем в виде

$$M_1=mH_1\sin(\alpha+30^\circ);$$
$$M_2=-mH_2\sin(90^\circ-\alpha);$$
$$M_3=mH_3\sin(\alpha-30^\circ),$$

где m — магнитный момент постоянного магнита;

α — угол его отклонения от нулевого положения;

$H_i=kI_i$ — напряженность магнитных полей катушек.

Для момента равновесия подвижной системы должно быть выполнено условие

$$M_1+M_2+M_3=0.$$

Подставляя сюда значения моментов и напряженностей, получим

$$I_1 \sin(\alpha + 30^\circ) - I_2 \sin(90^\circ - \alpha) + I_3 \sin(\alpha - 30^\circ) = 0.$$

Но

$$\sin(\alpha + 30^\circ) = \sin\alpha \cos 30^\circ + \cos\alpha \sin 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\alpha + \frac{1}{2}\cos\alpha;$$

$$\sin(90^\circ - \alpha) = \cos\alpha;$$

$$\sin(\alpha - 30^\circ) = \sin\alpha \cos 30^\circ - \cos\alpha \sin 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\alpha - \frac{1}{2}\cos\alpha.$$

Подставляя эти значения, после несложных преобразований получим

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{2I_2 + I_3 - I_1}{\sqrt{3}\,(I_3 - I_1)},$$

откуда

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg}\left[\frac{2I_2 + I_3 - I_1}{\sqrt{3}\,(I_3 - I_1)}\right], \qquad \text{(IV. 10)}$$

т. е. угол отклонения α подвижного магнита зависит только от соотношения токов в катушках логометра.

§ IV. 2. ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЕ ДИСТАНЦИОННЫЕ ПЕРЕДАЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

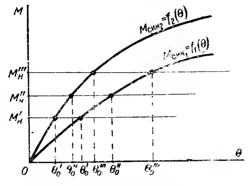
1. Основные характеристики

В этом параграфе рассмотрены дистанционные передачи, входное перемещение которых задается изменением положения щеток потенциометрического датчика, а выходное перемещение получается в виде поворота подвижной системы магнито-электрического прибора (приемника). Эти системы получили широкое применение, так как они обладают рядом ценных достоинств. К таким достоинствам относятся относительно большой вращающий момент при малых габаритах, простота конструкции, отсутствие специального источника переменного тока, малое число соединительных проводов и т. п.

В качестве потенциометрического датчика в этих передачах используются либо линейные, либо круговые (для передачи неограниченного угла поворота) потенциометры. В качестве приемника для передач с ограниченным углом поворота могут быть использованы обычные магнито-электрические гальванометры и логометры. Для передачи неограниченного угла поворота используются логометры с тремя и бо́льшим количеством катушек. В разных конструкциях используются разные типы логометров как с подвижными катушками, так и с подвижным магнитом. Все существующие разнообразные типы потенциометрических дистанционных передач можно разбить на две основные группы — дистанционные передачи

индикаторного типа, в которых поворот подвижной системы магнито-электрического приемника пропорционален абсолютным значениям токов в его обмотках, и самобалансирующиеся дистанционные передачи, в которых состояние равновесия подвижной системы соответствует нулевым значениям токов в обмотках магнито-электрического приемника. Второй тип сложнее в конструктивном отношении, но обеспечивает бо́льшую точность и чувствительность, так как работает по нулевому методу.

Основными характеристиками, определяющими работу и точность любой дистанционной передачи, являются: *закон изменения токов в обмотках и потенциометре в зависимости от угла поворота*, *величина синхронизирующего момента* $M_{син}$ и *величина угла рассогласования* $\theta=\beta-\alpha$, определяющая погрешность в передаче угловых перемещений. *Синхронизирующим моментом* дистанционной передачи называется вращающий момент, появляющийся при наличии рассогласования между положениями датчика (β) и приемника (α) дистанционной передачи и стремящийся уничтожить это рассогласование. Этот момент пропорционален углу рассогласования и равен нулю при согласованном положении датчика и приемника. В реальной дистанционной передаче всегда существуют моменты трения и, кроме того, может быть еще и момент нагрузки на приемник, если поворот подвижной системы приемника должен управлять какой-то автоматической системой. Эти моменты должны уравновешиваться синхронизирующим моментом, но так как его величина пропорциональна углу рассогласования, то это уравновешивание происходит при каком-то определенном угле рассогласования, постоянном в работе системы и определяющем величину ее угловой погрешности. Эта угловая погрешность зависит, очевидно, от соотношения между суммой моментов трения и нагрузки и синхронизирующим моментом и называется *рабочим углом рассогласования* θ_0 дистанционной передачи. Сказанное выше иллюстрируется графиком (фиг. IV. 6), на котором показаны зависимости $M_{син}$ от угла рассогласования θ и несколько значений $M_н$, равного сумме моментов трения и нагрузки. Установившееся состояние работы дистанционной передачи определяется точкой пересечения прямой $M_н=\text{const}$ и кривой $M_{син}=f(\theta)$.



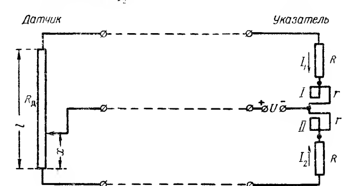
Фиг. IV. 6. Угол рассогласования дистанционной передачи.

Как видно, величина рабочего угла рассогласования θ_0 для данной дистанционной передачи тем больше, чем больше $M_н$ и чем меньше $M_{син}$.

2. Дистанционные передачи индикаторного типа

Принципиальная схема простейшей дистанционной передачи индикаторного типа, применяющейся в основном для приборов моторной группы (электрический бензиномер, электрический манометр и т. п.), показана на фиг. IV. 7. В реальном исполнении такая схема обычно усложняется введением ряда дополнительных сопротивлений для получения желаемого характера шкалы и диапазона измерения, а также для компенсации температурной погрешности.

Изменение положения щетки потенциометра $R_д$ вызывает изменение отношения токов $\frac{I_1}{I_2}$ в рамках логометра и, значит, изменение



Фиг. IV. 7. Схема простейшей дистанционной передачи.

положения его подвижной системы обычно в пределах от 0 до 180°. Если обозначить через x перемещение щетки потенциометра, то выражения для токов в обмотках I и II логометра в соответствии с обозначениями на фиг. IV. 7 можно записать так:

$$I_1 = \frac{U}{R + r + R_д - R_д \frac{x}{l}};$$

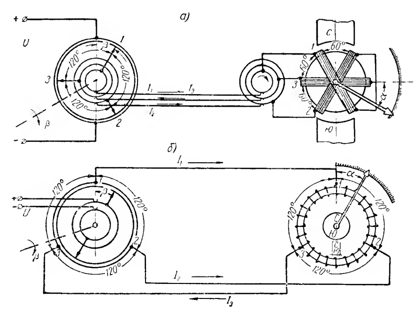
$$I_2 = \frac{U}{R + r + R_д \frac{x}{l}},$$

откуда отношение токов в функции перемещения щетки x выразится формулой

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R + r + \frac{x}{l} R_д}{R + r + \left(1 - \frac{x}{l}\right) R_д}. \qquad \text{(IV. 11)}$$

Подставляя это выражение в уравнение (IV. 7) или (IV. 8), получим зависимость угла поворота α приемника от перемещения x щетки датчика.

Значительно большее распространение получили дистанционные передачи неограниченного угла вращения с круговым потенциометрическим датчиком и трехобмоточным логометром в качестве приемника. На фиг. IV. 8 показаны два варианта такой передачи, применяющиеся в дистанционных компасах. На фиг. IV. 8,*а* показана система логометра с подвижными катушками, обладающая большей точностью, но конструктивно более сложная, чем система с подвижным магнитом, показанная на фиг. IV. 8, *б*. Круговой потенциометр фиг. IV. 8,*а* выполнен с подводом напряжения питания в двух неподвижных точках и съемом токов в рамки логометра с



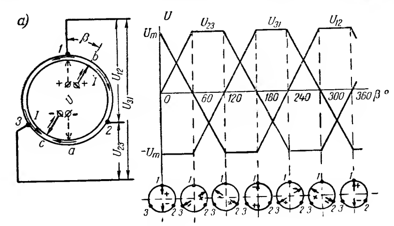
Фиг. IV. 8. Индикаторные дистанционные передачи.

помощью системы трех щеток и трех контактных колец, укрепленных на одной оси. Щетки сдвинуты друг относительно друга на угол 120°. Подвод напряжения питания к круговому потенциометру фиг. IV. 18,*б* выполняется с помощью двух контактных колец и двух диаметрально противоположных щеток, укрепленных на одной оси и вращающихся совместно. Съем токов в катушки логометра производится в трех неподвижных точках потенциометра, сдвинутых друг относительно друга на угол 120°. Преимуществом такой конструкции является уменьшение до двух числа скользящих контактов и щеток, а недостатком — необходимость более мощных щеток, так как через них в этом случае должен проходить полный ток питания всей схемы. Обмотки логометра могут быть соединены как «в звезду», так и «на треугольник». Основная погрешность в обеих системах получается из-за трения в опорах вращающихся систем и токоподводах, изготовляемых и для датчика и для приемника в виде

контактных колец со щетками для возможности неограниченного вращения системы.

Работа обеих дистанционных передач, изображенных на фиг. IV. 8, принципиально совершенно одинакова, поэтому достаточно ограничиться рассмотрением одной из них, например, дистанционной передачи фиг. IV. 8,*б*. (Работу схемы фиг. IV. 8,*а* можно рассмотреть аналогично, если мысленно закрепить щетки на потенциометре, а перемещать точки подвода напряжения. Реальная картина будет соответствовать обратному направлению вращения — щетки двигаются относительно потенциометра.)

Рассмотрим вначале работу кругового потенциометра без нагрузки, т. е. найдем закон изменения напряжений U_{12}, U_{23} и U_{31}



Фиг. IV. 9. Работа потенциометра без нагрузки.

при отключенных катушках логометра, как это показано на фиг. IV. 9,*а*. Если в начальный момент угол β отклонения щеток равен нулю, то щетка «+» находится в точке *1* потенциометра, а щетка «—» — в середине участка между точками *2* и *3*. В левой части потенциометра ток направлен против часовой стрелки, а в правой — по часовой стрелке. Напряжение U_{12} между точками *1* и *2* равно максимально возможному U_m, а напряжение U_{31} между точками *3* и *1* равно, очевидно, $-U_m$. Напряжение U_{23} между точками *2* и *3*, создаваемое одинаковыми, но противоположно направленными токами на одинаковых участках потенциометра (*2—а*) и (*3—а*), равно нулю. Переместим теперь щетки на некоторый угол β по часовой стрелке в положение, указанное на фиг. IV. 9,*а*. Направление токов для этого случая указано стрелками. Легко заметить, что в этом случае напряжение U_{12} станет меньше, так как оно складывается из положительного падения напряжения на участке *b — 2* потенциометра и отрицательного на участке *b — 1*. Напряжение U_{31} в этом случае не изменится, так как оно не зависит от положения щеток. Напряжение U_{23} станет больше нуля, так как оно складывается из положительного падения напряжения на участке *2 — с* и

отрицательного на участке $c-3$, меньшего по величине, чем положительное падение напряжения.

Найдем закон изменения напряжения U_{12}. Если обозначить сопротивление всего потенциометра через $2R$, то токи I в его половинах при любом положении щеток одинаковы и равны половине общего тока питания I_0:

$$I=\frac{I_0}{2}=\frac{U}{\frac{RR}{R+R}}\cdot\frac{1}{2}=\frac{U}{R},$$

где R — сопротивление каждой половины потенциометра.

Сопротивление одного радиана длины потенциометра

$$r=\frac{2R}{2\pi}=\frac{R}{\pi},$$

откуда сопротивление участка $(1-b)$ длиной β радиан равно

$$R_{1-b}=r\beta=\frac{R}{\pi}\beta,$$

а сопротивление участка $b-2$ длиной $\frac{2}{3}\pi-\beta$ радиан равно

$$R_{b-2}=r\left(\frac{2}{3}\pi-\beta\right)=\frac{R}{\pi}\left(\frac{2}{3}\pi-\beta\right).$$

Следовательно, величину напряжения U_{12} можно записать так:

$$U_{12}=IR_{b-2}-IR_{1-b}=\frac{U}{\pi}\left(\frac{2}{3}\pi-2\beta\right). \qquad \text{(IV. 12)}$$

Аналогично можно найти

$$U_{31}=-U_m=-Ir\frac{2}{3}\pi=-\frac{2}{3}U=\text{const}. \qquad \text{(IV. 13)}$$

$$U_{23}=U_{2-c}-U_{c-3}=Ir\left(\frac{1}{3}\pi+\beta\right)-Ir\left(\frac{1}{3}\pi-\beta\right)=\frac{U}{\pi}2\beta. \qquad \text{(IV. 14)}$$

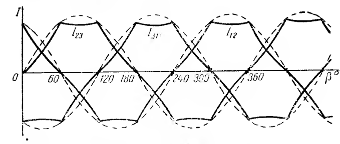
Эти зависимости справедливы до значения $\beta=\frac{1}{3}\pi$, так как при $\beta>\frac{1}{3}\pi$ минусовая щетка переходит за точку 3, и картина распределения токов в потенциометре меняется. При $\beta=\frac{1}{3}\pi$

$$U_{12}=0;\quad U_{31}=-\frac{2}{3}U=-U_m;\quad U_{23}=\frac{2}{3}U=U_m.$$

Очевидно, что картина распределения токов будет меняться через каждые 60° в моменты прохождения щетками точек отвода *1*, *2* и *3*. При этом зависимости (IV. 12), (IV. 13) и (IV. 14) будут сохраняться, если их применять к каждому из напряжений U_{12}, U_{31} и U_{23} поочередно через 60° изменения угла поворота β.

На фиг. IV. 9,б показаны графики изменения U_{12}, U_{31} и U_{23} в пределах изменения β от 0 до 360°, построенные при помощи поочередного применения зависимостей (IV. 12), (IV. 13) и (IV. 14). Внизу показано положение щеток для каждого из моментов изменения картины распределения токов, т. е. для $\beta=0°$, 60°, 120°, 180°, 240°, 300°, 360° и т. д.

Мы рассмотрели работу потенциометра при отключенном логометре. В реальных условиях его работы напряжения U_{12}, U_{31} и U_{23} приложены к сопротивлениям катушек логометра, и закон их изменения несколько искажается по сравнению с фиг. IV. 9,б. Работа потенциометра на сопротивление нагрузки рассмотрена в § II. 1, поэтому здесь на этом вопросе останавливаться не будем. На фиг. IV. 10 изображена реальная картина изменения токов в обмотках логометра, построенная с учетом шунтирующего влияния сопротивлений обмоток.



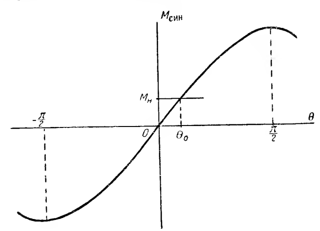
Фиг. IV. 10. Реальная картина изменения токов в катушках логометра.

Из рассмотрения этого графика напрашивается вывод, что закон изменения токов с небольшими искажениями воспроизводит картину изменения токов в трехфазной системе переменного тока, состоящей из трех одинаковых катушек, расположенных под углом 120° друг к другу. Эта картина для сравнения показана на фиг. IV. 10 пунктиром. Как известно из электротехники, в указанной системе создается вращающееся магнитное поле, совершающее один полный поворот на 360° за один период переменного напряжения питания.

Следовательно, и в нашем случае при вращении щеток потенциометра в катушках логометра создается несколько искаженное вращающееся магнитное поле. Мгновенное положение результирующего вектора этого магнитного поля должно совпадать с положением щеток потенциометра, т. е. постоянный магнит, находящийся внутри катушек логометра, стремясь установиться по направлению этого поля, будет поворачиваться на такой же угол, что и щетки. К аналогичному выводу можно притти и с помощью графического построения вектора результирующей напряженности магнитных полей трех катушек, как это мы делали раньше.

Как показывают расчеты, искажение формы кривой изменения тока по сравнению с синусоидой создает в потенциометрических

дистанционных передачах методическую погрешность в угле, максимальная величина которой равна $\pm1{,}1^\circ$. Эта погрешность увеличивается до 1,5—2° вследствие трения, дефектов изготовления и т. п. Получающаяся при этом для круговой шкалы точность порядка $\pm0{,}5\%$ вполне достаточна для большинства подобных приборов. Крупнейшим преимуществом этой передачи является неограниченный угол поворота. В некоторых случаях для увеличения точности передачи применяется неравномерная намотка потенциометра датчика с таким расчетом, чтобы токи изменялись точно по синусоидам. Этим устраняется методическая погрешность в угле.



Фиг. IV. 11. Синхронизирующий момент потенциометрической дистанционной передачи.

Если затормозить щетки потенциометра в положении $\beta=\beta_0$, то подвижный магнит также остановится теоретически в положении $\alpha=\beta_0$ и будет сопротивляться внешним воздействиям, стремящимся отклонить его от этого положения, т. е. будет обладать некоторым синхронизирующим моментом. При $\alpha=\beta_0$ направление результирующей напряженности H магнитного поля катушек совпадает с направлением магнитной оси подвижного магнита и

$$M_{син}=mH\sin 0^\circ=0,$$

где m — магнитный момент подвижного магнита.

При отклонении от равновесного положения на угол θ

$$M_{син}=mH\sin\theta, \qquad \text{(IV. 15)}$$

т. е. в зависимости от угла рассогласования $M_{син}$ изменяется по синусоидальному закону (фиг. IV. 11).

Практически при остановке щеток в положении $\beta=\beta_0$ подвижный магнит не дойдет до положения $\alpha=\beta_0$ на угол рассогласования θ_0, при котором $M_{син}$ уменьшится настолько, что станет равным

сумме $M_н$ моментов трения и нагрузки системы:

$$M_{син} = mH \sin \theta_0 = M_н,$$

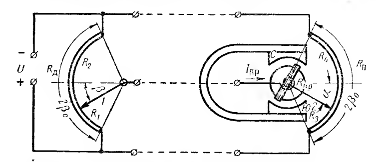
откуда величина угла рассогласования

$$\theta_0 = \arc\sin \frac{M_н}{mH} \qquad (IV.10)$$

пропорциональна сумме момента нагрузки на ось указателя и момента трения и обратно пропорциональна магнитному моменту постоянного магнита и результирующим ампервиткам ($H = kIW$) катушек логометра. Следовательно, для данной конструкции дистанционной передачи величина синхронизирующего момента определяет точность ее работы, т. е. угол рассогласования ($\theta = \varphi - \alpha$) между положением оси датчика и положением оси приемника. Этот угол рассогласования не следует смешивать с углом рассогласования ввиду несинусоидальности кривой токов, являющимся собственной, не зависящей от внешних моментов погрешностью дистанционной передачи. Температурные погрешности в дистанционных передачах с круговым потенциометром практически отсутствуют, так как положение приемника не зависит от пропорционального изменения сопротивлений всех катушек логометра.

3. Самобалансирующаяся дистанционная передача

Схема простейшей самобалансирующейся дистанционной передачи с ограниченным углом поворота показана на фиг. IV. 12. Рамка гальванометра включена в диагональ мостовой схемы, об-



Фиг. IV. 12. Простейшая самобалансирующаяся дистанционная передача.

разованной потенциометрами датчика $R_д$ и приемника $R_п$, и вместо стрелки снабжена щеткой, скользящей по потенциометру указателя. Если положения щеток *1* и *2* одинаковы, то ток $I_{пр}$ в гальванометре равен нулю. Если щетка *1* несколько сместится, то в гальванометре появится ток. Включение гальванометра таково, что создаваемый током в его рамке вращающий момент $M_{вр}$ будет перемещать щетку *2* в том же направлении, что и перемещение щетки *1*, до тех

пор, пока их положения опять не станут одинаковыми. При этом ток, а значит, и вращающий момент гальванометра обращаются в нуль, и щетка *2* останавливается. При непрерывном перемещении щетки *1* по потенциометру $R_д$ щетка *2* также непрерывно будет перемещаться по потенциометру $R_п$. Если $R_д = R_п$, то перемещения обеих щеток должны быть одинаковыми (при одинаковых размерах потенциометров).

Выразим сопротивления плеч мостовой схемы через перемещения α и β щеток потенциометров, имеющих угловую ширину $2\beta_0$, сопротивления $R_д = R_п = R$ и равномерную намотку:

$$R_1 = \frac{R}{2\beta_0}(\beta_0 - \beta); \quad R_2 = \frac{R}{2\beta_0}(\beta_0 + \beta); \quad R_4 = \frac{R}{2\beta_0}(\beta_0 + \beta - \theta);$$

$$R_3 = \frac{R}{2\beta_0}(\beta_0 - \beta + \theta),$$

где $\theta = \beta - \alpha$ — угол рассогласования между положениями щеток *1* и *2*, а $\frac{R}{2\beta_0}$ — сопротивление участка потенциометра, равного одной угловой единице.

Подставляя эти выражения в формулу (I. 7) для тока в диагонали мостовой схемы и учитывая, что $R_1 + R_2 = R_3 + R_4 = R$, получим зависимость тока $I_{пр}$ в рамке гальванометра от величины угла рассогласования θ ($R_{пр}$ — сопротивление рамки гальванометра)

$$I_{пр} = U \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)R_{пр} + R_1R_2(R_3 + R_4) + R_3R_4(R_1 + R_2)} =$$

$$= U \frac{\left(\frac{R}{2\beta_0}\right)^2[(\beta_0 - \beta)(\beta_0 + \beta - \theta) - (\beta_0 + \beta)(\beta_0 - \beta + \theta)]}{R^2R_{пр} + R\left(\frac{R}{2\beta_0}\right)^2(\beta_0 - \beta)(\beta_0 + \beta) + R\left(\frac{R}{2\beta_0}\right)^2(\beta_0 + \beta - \theta)(\beta_0 - \beta + \theta)},$$

откуда после несложных преобразований получим окончательно (знак минус получается вследствие отрицательного направления отсчета θ)

$$I_{пр} = -\frac{U\theta}{2\beta_0 R_{пр} + \beta_0 R\left[1 - \left(\frac{\beta}{\beta_0}\right)^2\right] + \theta R\left(\frac{\beta}{\beta_0} - \frac{\theta}{2\beta_0}\right)}. \qquad \text{(IV. 17)}$$

Так как обычно величина угла рассогласования θ невелика (1—2°), то третьим членом в знаменателе можно пренебречь по сравнению с первыми двумя. Тогда получим

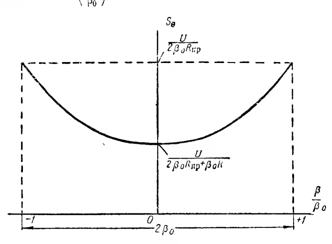
$$I_{пр} \approx -\frac{U}{2\beta_0 R_{пр} + \beta_0 R\left[1 - \left(\frac{\beta}{\beta_0}\right)^2\right]}\theta, \qquad \text{(IV. 18)}$$

т. е. величина тока в гальванометре пропорциональна углу рассогласования θ.

Чувствительность схемы к углу рассогласования

$$S_\theta = \frac{I_{пр}}{\theta} = -\frac{U}{2\beta_0 R_{пр} + \beta_0 R\left[1 - \left(\frac{\beta}{\beta_0}\right)^2\right]} \qquad \text{(IV. 19)}$$

переменна по шкале потенциометров и, как видно из фиг. IV. 13, минимальна в середине потенциометра. На фиг. IV. 13 показана зависимость $S_\theta = f\left(\frac{\beta}{\beta_0}\right)$, построенная по формуле (IV. 19).



Фиг. IV. 13. Чувствительность простейшей дистанционной передачи.

Синхронизирующий момент дистанционной передачи для равномерного распределения магнитной индукции в воздушном зазоре гальванометра ($B_в = \text{const}$)

$$M_{син} = kI_{пр}B_в = kB_в S_\theta \theta, \qquad \text{(IV. 20)}$$

т. е. при постоянном угле рассогласования изменяется по такой же кривой, что и чувствительность (фиг. IV. 13), а для данного отклонения β пропорционален углу рассогласования θ.

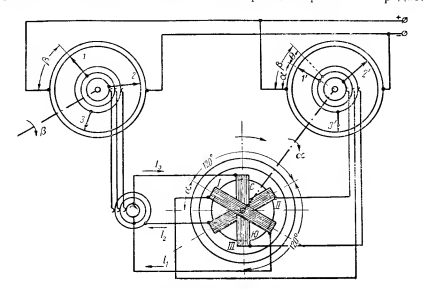
Максимальная чувствительность и максимальный $M_{син}$ получаются, как показано в гл. I, при выделении в рамке гальванометра максимальной мощности, т. е. при $R_{пр} = R_i = \frac{R}{2}$. При этом

$$S_{\theta\,max} = -\frac{U}{\beta_0 R};$$

$$S_{\theta\,min} = -\frac{U}{2\beta_0 R};$$

$$S_\theta = -\frac{U}{\beta_0 R\left[2 - \left(\frac{\beta}{\beta_0}\right)^2\right]}. \qquad \text{(IV. 21)}$$

На фиг. IV. 14 изображена схема самобалансирующейся дистанционной передачи с неограниченным углом вращения приемника. Эта передача состоит из двух одинаковых круговых потенциометров с тремя токосъемными щетками, расположенными под углом 120° друг к другу. В электрическую цепь между каждой парой щеток *1—1′*, *2—2′* и *3—3′* обоих потенциометров включена одна из катушек трехкатушечного логометра (*I*, *II* и *III*). Катушки жестко связаны между собой и со щетками правого потенциометра так, что вращение подвижной системы логометра одновременно передается



Фиг. IV. 14. Самобалансирующаяся дистанционная передача неограниченного вращения.

и на щетки этого потенциометра. Нетрудно убедиться в том, что если щетки обоих потенциометров расположены одинаково, т. е. $\alpha=\beta$ и угол рассогласования $\theta=0$, то разности потенциалов между щетками *1—1′*, *2—2′* и *3—3′* равны нулю, и во всех рамках логометра ток отсутствует. Если же между щетками потенциометров появится угол рассогласования θ, то в рамках логометра появятся токи и создастся вращающий момент, который будет поворачивать подвижную систему логометра вместе со щетками *1′—2′—3′* к согласованному положению. Таким образом, щетки *1′—2′—3′* будут всегда следовать за поворотом щеток *1—2—3* потенциометра-датчика.

Основная погрешность такой передачи будет вследствие момента трения в опорах и скользящих контактах потенциометра-приемника, вызывающего наличие некоторого остаточного угла рассогласования, соответствующего условию

$$M_{вр}(\theta)=M_{тр}.$$

Для приближенной оценки величины вращающего момента логометра рассмотрим случай малого рассогласования θ потенциометров. При этом в положении, указанном на фиг. IV. 14, между симметричными щетками потенциометров появятся разности потенциалов:

$$U_1 = V_1' - V_1 = \frac{U}{\pi}(\pi - \alpha) - \frac{U}{\pi}(\pi - \beta) = +\frac{U}{\pi}(\beta - \alpha) = \frac{U}{\pi}\theta;$$

$$U_2 = V_2' - V_2 = \frac{U}{\pi}(\beta - \alpha) = \frac{U}{\pi}\theta;$$

$$U_3 = V_3' - V_3 = -\frac{U}{\pi}(\beta - \alpha) = -\frac{U}{\pi}\theta.$$

Если сопротивления катушек логометра одинаковы и равны $r_1 = r_2 = r_3 = r$, то для токов в катушках при малых θ можно приближенно написать

$$\left.\begin{aligned} I_1 &\approx \frac{U_1}{r} = \frac{U}{\pi r}\theta, \\ I_2 &\approx \frac{U_2}{r} = \frac{U}{\pi r}\theta, \\ I_3 &\approx \frac{U_3}{r} = -\frac{U}{\pi r}\theta. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.22)}$$

Как было показано раньше, магнитная индукция в зазоре внутрирамочного круглого магнита изменяется по закону

$$B_в = B_0 \cos(90° - \alpha) = B_0 \sin\alpha,$$

а вращающий момент каждой рамки равен

$$M_i = kI_iB_i = kI_iB_0 \sin\alpha_i,$$

если отсчитывать угол α_i от оси, перпендикулярной магнитной оси (север—юг) магнита (фиг. IV. 14) и считать, что контактные щетки приемника находятся в плоскостях, проходящих через соответствующие рамки логометра. При этом ось магнита перпендикулярна линии, соединяющей точки подвода напряжения к потенциометру и принятой за начало отсчета. Это положение является единственным, при котором система работает нормально, т. е. при $\theta \neq 0$ вращающий момент никогда не обращается в нуль и логометр в пределах 360° имеет только одно устойчивое состояние равновесия.

Используя последнее выражение и обозначения фиг. IV. 14, формулу для суммарного вращающего момента подвижной системы логометра можно записать так:

$$M_{вр} = M_I + M_{II} + M_{III} = kI_1B_0 \sin\alpha + kI_2B_0 \sin(\alpha + 120°) + kI_3B_0 \sin(\alpha + 240°). \qquad \text{(IV.23)}$$

Подставляя сюда выражения для токов (IV. 22), получим

$$M_{\text{вр}} \approx \frac{kUB_{\prime}}{\pi r}\theta\,[\sin\alpha + \sin(\alpha + 120^\circ) - \sin(\alpha + 240^\circ)]$$

или, так как

$$\sin(\alpha + 120^\circ) = \sin\alpha\cos 120^\circ + \cos\alpha\sin 120^\circ = \frac{1}{2}\sqrt{3}\cos\alpha - \\ -\frac{1}{2}\sin\alpha;$$

$$\sin(\alpha + 240^\circ) = \sin\alpha\cos 240^\circ + \cos\alpha\sin 240^\circ = \\ = -\frac{1}{2}\sqrt{3}\cos\alpha - \frac{1}{2}\sin\alpha,$$

$$M_{\text{вр}} \approx \frac{kUB_{\prime}}{\pi r}(\sqrt{3}\cos\alpha + \sin\alpha)\,\theta, \qquad \text{(IV. 24)}$$

т. е. вращающий момент логометра пропорционален углу рассогласования θ и меняется при изменении угла поворота α подвижной системы логометра.

Проведенное рассмотрение и формула (IV. 24) справедливы только в пределах изменения угла $\beta = \alpha$ от 0 до 60°, так как через каждые 60° изменения угла поворота передачи распределение знаков токов в выражении (IV. 22) будет изменяться.

Для $\beta = 60 - 120^\circ$

$$I_1 \approx \frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_2 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_3 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta.$$

Для $\beta = 120 - 180^\circ$

$$I_1 \approx \frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_2 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_3 \approx \frac{U}{\pi r}\theta.$$

Для $\beta = 180 - 240^\circ$

$$I_1 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_2 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_3 \approx \frac{U}{\pi r}\theta.$$

Для $\beta = 240 - 300^\circ$

$$I_1 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_2 \approx \frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_3 \approx \frac{U}{\pi r}\theta.$$

Для $\beta = 300 - 360^\circ$

$$I_1 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_2 \approx \frac{U}{\pi r}\theta; \quad I_3 \approx -\frac{U}{\pi r}\theta.$$

Выражения для $M_{\text{вр}}$, соответствующие этим интервалам, получаются аналогично формулам (IV. 24) и имеют вид

$$\alpha = 60 - 120^\circ \quad M_{\text{вр}} = \frac{kUB_0}{\pi r}(2\sin\alpha)\,\theta; \qquad \text{(IV. 25)}$$

$$\alpha = 120 - 180^\circ \quad M_{\text{вр}} = \frac{kUB_{\prime}}{\pi r}(\sin\alpha - \sqrt{3}\cos\alpha)\,\theta; \qquad \text{(IV. 26)}$$

$$\alpha = 180 - 240^\circ \quad M_{\text{вр}} = \frac{kUB_0}{\pi r}(-\sin\alpha - \sqrt{3}\cos\alpha)\,\theta; \qquad (\text{IV}.27)$$

$$\alpha = 240 - 300^\circ \quad M_{\text{вр}} = \frac{kUB_0}{\pi r}(-2\sin\alpha)\,\theta; \qquad (\text{IV}.28)$$

$$\alpha = 300 - 360^\circ \quad M_{\text{вр}} = \frac{kUB_0}{\pi r}(-\sin\alpha + \sqrt{3}\cos\alpha)\,\theta. \qquad (\text{IV}.29)$$

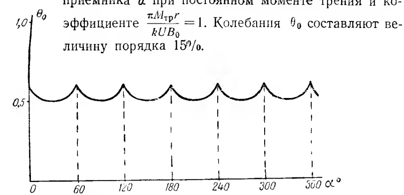
Так как $M_{\text{вр}}$ зависит от угла поворота подвижной системы, то и угол рассогласования дистанционной передачи при постоянном моменте трения $M_{\text{тр}}$ будет переменным по углу поворота. Записав формулы (IV. 24) — (IV. 29) в общем виде

$$M_{\text{вр}} = \frac{kUB_0}{\pi r} f_i(\alpha)\,\theta = M_{\text{тр}},$$

получим для угла рассогласования выражение

$$\theta_0 = \frac{\pi M_{\text{тр}}}{kUB_0} \; \frac{r}{f_i(\alpha)}. \qquad (\text{IV}.30)$$

На фиг. IV. 15 показана построенная по формуле (IV. 30) с учетом равенств (IV. 24) — (IV. 29) зависимость угла рассогласования самобалансирующейся дистанционной передачи от угла поворота приемника α при постоянном моменте трения и коэффициенте $\frac{\pi M_{\text{тр}} r}{kUB_0} = 1$. Колебания θ_0 составляют величину порядка 15%.



Фиг. IV. 15. Зависимость угла рассогласования дистанционной передачи от угла ее поворота α.

Характерной особенностью самобалансирующихся дистанционных передач является работа в режиме нулевых токов через рамки логометра и щетки токосъемов. Вследствие этого погрешности самого логометра (температурная и т. п.) не влияют на точность дистанционной передачи. Кроме того, за счет этого могут быть уменьшены габариты щеток и рамок и повышена их удельная токовая нагрузка, что приводит к увеличению чувствительности и устанавливающего момента дистанционной передачи (например, за счет увеличения напряжения источника питания и т. п.).

Высокие точность, чувствительность и устанавливающий момент обеспечили широкое применение самобалансирующихся дистанционных передач в маломощных измерительных следящих системах. Наиболее существенным их недостатком является конструктивная сложность и технологические трудности в изготовлении и сборке, вызываемые миниатюрностью всех деталей и сильным влиянием трения, несбалансированности и т. п. факторов.

Пример расчета 12. Определить максимальную угловую погрешность (угол рассогласования θ_{max}) самобалансирующейся дистанционной передачи неограниченного вращения, если известно, что:

а) максимальная магнитная индукция в воздушном зазоре логометра $B_0 = 5000$ *гс*;

б) число витков каждой рамки логометра $w = 100$, ее высота $l_p = 2$ ***см*** и радиус $r_p = 1$ *см*;

в) напряжение источника питания $U = 26$ *в*;

г) суммарный момент трения в системе $M_{тр} = 0{,}4$ *гсм*;

д) сопротивление каждой рамки $r = 100$ *ом*.

Решение: 1) Находим величину коэффициента k:

$$k = 10^{-4} w l_p r_p = 10^{-4} \cdot 100 \cdot 2 \cdot 1 = 0{,}02.$$

2) $f(\alpha)_{min} = \sqrt{3} = 1{,}73.$

3) По формуле (IV.30) находим величину максимальной для поворота на 360° угловой погрешности

$$\theta_{0\,max} = \frac{\pi M_{тр} r}{k U B_0} \frac{1}{f(\alpha)_{min}} = \frac{3{,}14 \cdot 0{,}4 \cdot 100}{0{,}02 \cdot 26 \cdot 5000 \cdot 1{,}73} = 2{,}78 \cdot 10^{-2} \text{ рад}$$

или

$$\theta_{0\,max} = 2{,}78 \cdot 10^{-2} \cdot 57{,}3 \approx 1{,}6°.$$

4) Если сопротивление рамок $r = 100$ *ом*, то токи в них при таком угле рассогласования будут равны

$$I \approx \frac{U}{\pi r} \theta = \frac{26}{3{,}14 \cdot 100} 2{,}78 \cdot 10^{-2} = 0{,}0024 \text{ а} = 2{,}4 \text{ ма}.$$

§ IV.3. ДИСТАНЦИОННЫЕ ПЕРЕДАЧИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

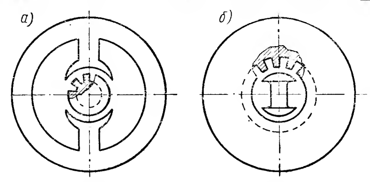
1. Конструкция и принцип действия

В этом параграфе рассмотрены два основных типа дистанционных передач переменного тока — индукционная самосинхронизирующаяся (или сельсинная) и дистанционная типа магнесинной (или магнитосинхронизирующаяся). Индукционная самосинхронизирующаяся передача состоит из двух электрически связанных друг с другом и обычно одинаковых по конструкции устройств (сельсинов), выполненных по типу асинхронных машин переменного тока, но значительно меньших размеров. Обмотка ротора одного из сельсинов (датчика) укладывается в пазах стального якоря и электрически соединяется с обмоткой ротора другого сельсина (приемника). Обмотка статора сельсина-датчика укладывается в пазах, вырезанных по внутренней окружности стального статора, и электрически соединяется с обмоткой статора сельсина-приемника. Основными преимуществами таких дистанционных передач являются большой

синхронизирующий момент и относительно малый момент трения (только в токоподводах к ротору, выполняемых в виде контактных колец со скользящими щетками, и в подшипниках). Основными недостатками являются большая сложность конструкции и значительно бóльший вес подвижной части, чем у дистанционных передач постоянного тока. Существуют три типа индукционных самосинхронизирующихся передач:

1) с однофазными обмотками ротора и статора;
2) с трехфазными обмотками ротора и статора;
3) с одной однофазной, а другой трехфазной обмотками.

Первые два типа не получили распространения в дистанционных передачах, так как система с однофазными обмотками допускает синхронизацию датчика и приемника только в пределах $\pm 90°$, а



Фиг. IV. 16. Варианты конструктивного исполнения сельсинов.

система с трехфазными обмотками конструктивно сложнее и менее удобна в эксплуатации (требует обязательно трехфазного питания) и, кроме того, дает различную точность при разных направлениях вращения (по вращению магнитного поля и против него). Поэтому мы не будем останавливаться на этих двух типах.

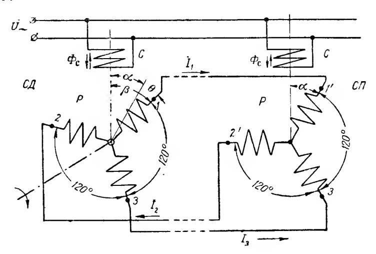
Третий тип индукционной самосинхронизирующейся передачи получил широкое применение в дистанционных передачах и следящих системах и может быть выполнен в двух конструктивных вариантах, принципиально друг от друга не отличающихся и показанных на фиг. IV. 16.

а) Однофазная обмотка (фиг. IV. 16,*а*) укладывается на статоре с явно выраженными полюсами, а трехфазная обмотка укладывается на роторе с неявно выраженными полюсами. Достоинством этого варианта является удобство балансировки ротора, а недостатком — больший вес и габариты ротора, а также необходимость большего числа токоподводящих колец. Этот вариант применяется в относительно мощных дистанционных передачах, например, для следящих систем.

б) Однофазная обмотка (фиг. IV. 16,*б*) укладывается на роторе с явно выраженными полюсами, а трехфазная обмотка укладывается на статоре с неявно выраженными полюсами. Ротор такой

передачи легче и проще, хотя труднее балансируется. Вследствие уменьшения количества токоподводящих колец до двух вместо трех момент трения уменьшается. Поэтому этот вариант используется преимущественно в маломощных индикаторных дистанционных передачах.

Напряжение питания в обоих вариантах подводится обычно к однофазной обмотке, и поэтому процессы, происходящие в обеих системах, совершенно одинаковы и не требуют раздельного рассмотрения, так как в обоих случаях нас будет интересовать относительное перемещение ротора по отношению к неподвижному статору.



Фиг. IV. 17. Схема индукционной самосинхронизирующейся дистанционной передачи.

Основными характеристиками дистанционных передач переменного тока, как и дистанционных передач постоянного тока, являются закон изменения токов в обмотках, величина синхронизирующего момента $M_{син}$ и величина угла рассогласования θ.

Для уяснения принципа действия индукционной самосинхронизирующейся дистанционной передачи обратимся к фиг. IV. 17, на которой показано соединение обмоток однофазного статора *C* и трехфазного ротора *P* сельсина-датчика *СД* с соответствующими обмотками ротора *P* и статора *C* сельсина-приемника *СП*.

Переменное напряжение питания создает в статорных обмотках пульсирующие магнитные потоки $\Phi_c = \Phi_m \sin \omega t$, направления которых совпадают с направлениями осей статорных обмоток. Эти магнитные потоки индуктируют в фазовых обмотках роторов электродвижущие силы, величины которых зависят от расположения осей фазовых обмоток относительно осей обмоток статоров. При одинаковом положении роторов датчика и приемника по отношению к статорным обмоткам ($\beta = \alpha$) эти э. д. с. в соответствующих фазовых

обмотках ($1—1'$, $2—2'$, $3—3'$) равны между собой и противоположны по направлению. Следовательно, результирующие э. д. с. в каждой паре соединенных между собой фазовых обмоток равны нулю, и ток в цепи роторов отсутствует ($I_1=I_2=I_3=0$).

Если же ротор датчика повернут на некоторый угол θ относительно ротора приемника, то в соответственных фазовых обмотках роторов э. д. с. окажутся различными по величине, так как роторы занимают уже не одинаковое положение по отношению к осям обмоток статоров. В этом случае результирующие э. д. с. в соответственных фазовых обмотках роторов не будут равны нулю, и в цепи роторов возникнут уравнительные токи I_1, I_2 и I_3.

Взаимодействие результирующих ампервитков роторов с магнитными потоками обмоток статоров создает на осях датчика и приемника синхронизирующие моменты. Как видно из фиг. IV. 17, уравнительные токи протекают в соответственных фазах датчика и приемника в противоположных направлениях. Следовательно, вращающие моменты, возникающие на осях датчика и приемника, действуют также в противоположных направлениях. Таким образом, если ротор приемника не заторможен, то появившийся синхронизирующий момент на его оси стремится привести его в положение, одинаковое с положением ротора датчика. Другими словами, при возникновении угла рассогласования θ между осями датчика и приемника синхронизирующий момент, действующий на оси приемника, стремится установить ротор последнего в положение, при котором угол θ равен нулю. При непрерывном вращении ротора датчика ротор приемника будет также вращаться с одинаковой скоростью и одинаковым мгновенным угловым положением, т. е. будет следить за положением ротора датчика. Практически вследствие наличия моментов трения и нагрузки на оси ротора приемника слежение будет происходить с некоторым углом рассогласования θ_0, при котором синхронизирующий момент уравновешивает моменты сопротивления вращению (трения и нагрузки).

2. Основы теории сельсинов

Теория и расчет сельсинов, созданные А. Г. Иосифьяном, Д. В. Свечарником, Д. В. Васильевым и Г. И. Штурманом, основаны на общей теории электрических машин. Рассмотрим кратко основы этой теории в применении к дистанционным передачам.

Если принять, что при соответствующем выборе конструкции и обмоток э. д. с. фазовых обмоток роторов в зависимости от углов их поворота изменяются синусоидально, то их действующие значения можно записать следующим образом:

для датчика

$$E_1 = E_m \cos\beta,$$

$$E_2 = E_m \cos(\beta - 120^\circ),$$

$$E_3 = E_m \cos(\beta - 240^\circ);$$

для приемника

$$E_1'=E_m \cos\alpha,$$
$$E_2'=E_m \cos(\alpha-120^\circ),$$
$$E_3'=E_m \cos(\alpha-240^\circ),$$

где E_m — максимальное значение э. д. с. фазовой обмотки, когда ее ось совпадает с осью обмотки статора.

Величины результирующих э. д. с. в соответственных фазовых ветвях роторов при рассогласовании их на угол $\theta=\beta-\alpha$ можно определить из выражений

$$\Delta E_1=E_1'-E_1=E_m(\cos\alpha-\cos\beta)=2E_m \sin\frac{\alpha+\beta}{2}\sin\frac{\beta-\alpha}{2}; \quad \text{(IV. 31)}$$

$$\Delta E_2=E_2'-E_2=E_m[\cos(\alpha-120^\circ)-\cos(\beta-120^\circ)]=$$
$$=2E_m \sin\left(\frac{\alpha+\beta}{2}-120^\circ\right)\sin\frac{\beta-\alpha}{2}; \quad \text{(IV. 32)}$$

$$\Delta E_3=E_3'-E_3=E_m[\cos(\alpha-240^\circ)-\cos(\beta-240^\circ)]=$$
$$=2E_m \sin\left(\frac{\alpha+\beta}{2}-240^\circ\right)\sin\frac{\beta-\alpha}{2}, \quad \text{(IV. 33)}$$

где выполнено известное из тригонометрии преобразование

$$\cos\alpha-\cos\beta=-2\sin\frac{\alpha+\beta}{2}\sin\frac{\alpha-\beta}{2}=2\sin\frac{\alpha+\beta}{2}\sin\frac{\beta-\alpha}{2}.$$

Из написанных выражений видно, что результирующие э. д. с. одновременно обращаются в нуль лишь в случае $\alpha=\beta$, т. е. при одинаковом положении роторов датчика и приемника. Из этих же выражений следует, что если один из роторов в каком-то положении затормозить (при $\beta=\alpha$), то при вращении другого ротора в пределах полного оборота не существует второго положения, при котором множитель $\sin\frac{\beta-\alpha}{2}$ обращается в нуль. Следовательно, данная система является самосинхронизирующейся в пределах от 0 до 360°, так как в этих пределах имеется только одно устойчивое состояние равновесия.

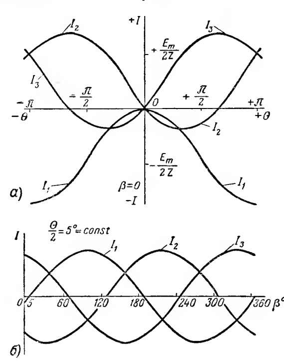
Учитывая, что $\beta-\alpha=\theta$, полученные для э. д. с. выражения можно переписать так:

$$\Delta E_1=2E_m \sin\left(\beta-\frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2};$$

$$\Delta E_2=2E_m \sin\left(\beta-\frac{\theta}{2}-120^\circ\right)\sin\frac{\theta}{2},$$

$$\Delta E_3=2E_m \sin\left(\beta-\frac{\theta}{2}-240^\circ\right)\sin\frac{\theta}{2}.$$

Обозначим через Z сопротивление каждой фазовой обмотки ротора, считая, что они равны между собой. Тогда, если пренебречь сопротивлением соединительных проводов, сопротивление каждой фазы будет равно $2Z$. Если пренебречь влиянием процессов в обмотках роторов на режим статорных обмоток и считать, что сталь сельсинов работает при отсутствии насыщения, то можно считать, что закон изменения токов в фазовых обмотках следует закону



Фиг. IV. 18. Зависимость фазовых токов от θ и β.

изменения действующих в них э. д. с. Тогда для действующих значений фазовых токов получим выражения

$$I_1 = \frac{\Delta E_1}{2Z} = \frac{E_m}{Z}\sin\left(\beta - \frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2}, \qquad (IV.34)$$

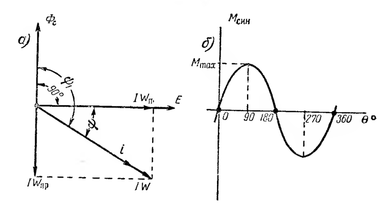
$$I_2 = \frac{\Delta E_2}{2Z} = \frac{E_m}{Z}\sin\left(\beta - \frac{\theta}{2} - 120^\circ\right)\sin\frac{\theta}{2}, \qquad (IV.35)$$

$$I_3 = \frac{\Delta E_3}{2Z} = \frac{E_m}{Z}\sin\left(\beta - \frac{\theta}{2} - 240^\circ\right)\sin\frac{\theta}{2}. \qquad (IV.36)$$

Если, установив ротор датчика в положение $\beta = 0$ и затормозив его, вращать ротор приемника, т. е. менять угол рассогласования θ, то на основании уравнений (IV. 34) — (IV. 36) можно построить зависимость фазовых токов от θ. Эта зависимость показана на

фиг. IV. 18,*а*. Из этой зависимости видно, что в каждый момент времени при любом значении θ сумма фазовых токов равна нулю. Это соответствует случаю равномерной нагрузки обычной трехфазной цепи и, как известно, дает возможность обходиться без четвертого соединительного провода (между общими точками фазовых обмоток роторов).

Если оба ротора вращать с постоянным углом рассогласования между ними, то на основании этих же выражений можно построить зависимости фазовых токов от угла поворота β дистанционной передачи. Эти зависимости также имеют синусоидальный характер и показаны на фиг. IV. 18,*б*. Как показала экспериментальная проверка, реальные кривые зависимостей фазовых токов от θ и β



Фиг. IV. 19. Синхронизирующий момент сельсина.

очень хорошо совпадают с графиками, изображенными на фиг. IV. 18, если угол рассогласования не превосходит 35—40°. При $\theta > 40°$ начинает сказываться влияние процессов в роторных обмотках на режимы статорных обмоток.

При точно синусоидальной (в отличие от потенциометрических дистанционных передач) форме кривой изменения токов угол рассогласования может появиться только ввиду наличия моментов трения и нагрузки. Поэтому собственной угловой погрешности, характерной для дистанционных передач постоянного тока, индукционная самосинхронизирующаяся передача не имеет, что является ее несомненным преимуществом.

Как уже указывалось, синхронизирующий момент сельсинной передачи при наличии угла рассогласования θ возникает вследствие взаимодействия результирующих ампервитков IW роторов, создаваемых фазовыми токами I_1, I_2 и I_3, с магнитными потоками обмоток статоров. Вектор результирующих ампервитков всегда можно разложить на две взаимно перпендикулярные составляющие: продольные ампервитки ($IW_{пр}$), действующие вдоль оси обмотки статора, и поперечные ампервитки ($IW_п$), действующие перпендикулярно этой оси. Такое построение выполнено на фиг. IV. 19,*а*. Очевидно,

что роль продольных ампервитков сводится лишь к некоторому ослаблению магнитного потока статора. Поперечные же ампервитки, взаимодействуя с магнитным потоком статора, создают синхронизирующий момент, среднее значение величины которого можно записать так:

$$M_{син} = c\Phi_c IW_п \cos\psi_1, \qquad (IV.37)$$

где c — постоянный коэффициент;

Φ_c — магнитный поток обмотки статора;

ψ_1 — угол сдвига фаз между потоком Φ_c и ампервитками IW.

Магнитный поток Φ_c, пронизывая фазовые обмотки ротора, создает в них э. д. с., отстающие по фазе от Φ_c на 90°. Создаваемые этими э. д. с. уравнительные токи, а значит, и IW отстают от этих э. д. с. на угол ψ, определяемый соотношением активного и реактивного сопротивлений фазовых обмоток и постоянный для данной конструкции и частоты напряжения питания сельсинов. Следовательно, $\psi_1 = 90° + \psi$ и

$$M_{син} = -c\Phi_c IW_п \sin\psi. \qquad (IV.38)$$

Определим в зависимости от угла θ поперечную составляющую результирующих ампервитков, создающую синхронизирующий момент.

Для синусоидальной формы кривой уравнительных токов ампервитки фазовых обмоток ротора могут быть найдены из выражения

$$IW = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} kwI,$$

где w — число витков фазовой обмотки;

k — обмоточный коэффициент.

Подставляя сюда значения токов из равенств (IV. 34) — (IV. 36) и обозначая

$$\frac{4\sqrt{2}\,kwE_m}{\pi Z} = A,$$

получим выражения для ампервитков каждой фазовой обмотки датчика:

$$IW_1 = A\sin\left(\beta - \frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2},$$

$$IW_2 = A\sin\left(\beta - \frac{\theta}{2} - 120°\right)\sin\frac{\theta}{2},$$

$$IW_3 = A\sin\left(\beta - \frac{\theta}{2} - 240°\right)\sin\frac{\theta}{2}.$$

Учитывая, что токи в фазовых обмотках приемника обратны по направлению токам в фазовых обмотках датчика, эти же выражения со знаком минус можно использовать и для определения ампервитков обмоток приемника.

Для определения поперечной составляющей результирующих ампервитков ротора датчика возьмем сумму проекций ампервитков каждой из фазовых обмоток на направление, перпендикулярное оси обмотки статора:

$$IW_{п} = A \sin \frac{\theta}{2} \left[\sin\left(\beta - \frac{\theta}{2}\right) \sin\beta + \sin\left(\beta - \frac{\theta}{2} - 120^\circ\right) \sin(\beta - 120^\circ) + \right.$$
$$\left. + \sin\left(\beta - \frac{\theta}{2} - 240^\circ\right) \sin(\beta - 240^\circ) \right],$$

где β, $\beta - 120^\circ$ и $\beta - 240^\circ$ — соответственно углы между ампервитками фазовых обмоток и осью обмотки статора.

Выполняя простейшие тригонометрические преобразования, окончательную формулу получим в виде

$$IW_{п} = \frac{3}{4} A \sin \theta. \qquad (IV.39)$$

Аналогично найдем поперечную составляющую результирующих ампервитков ротора приемника:

$$IW'_{п} = -\frac{3}{4} A \sin \theta. \qquad (IV.40)$$

Из полученных выражений видно, что поперечные ампервитки датчика и приемника, создающие вращающий момент ротора, равны по величине и противоположны по знаку. Отсюда следует, что вращающие моменты роторов датчика и приемника, возникающие вследствие рассогласования роторов, противоположны по направлению. Направление синхронизирующего момента в датчике противоположно направлению вращения ротора, а направление синхронизирующего момента в приемнике совпадает с направлением вращения его ротора. Таким образом, роторы датчика и приемника всегда стремятся уменьшить угол рассогласования θ.

Подставив равенство (IV.40) в (IV.38), получим окончательную формулу для синхронизирующего момента

$$M_{син} = \frac{3}{4} cA\Phi_{c} \sin\psi \sin\theta \qquad (IV.41)$$

или, обозначая

$$\left.\begin{aligned} \frac{3}{4} cA\Phi_{c} \sin\psi &= M_{max}, \\ M_{син} &= M_{max} \sin\theta. \end{aligned}\right\} \qquad (IV.42)$$

Из этой формулы видно, что синхронизирующий момент рассматриваемой дистанционной передачи в отличие от дистанционных передач постоянного тока не зависит от ее угла поворота. График зависимости синхронизирующего момента от угла рассогласования показан на фиг. IV. 19,*б*. Из этого графика видно, что синхронизирующий момент обращается в нуль при $\theta = 0$ и при $\theta = 180^\circ$, т. е. в пределах изменения θ от 0 до 360° в системе возможны два

состояния равновесия. Легко показать, однако, что равновесие при $\theta=180^\circ$ не будет устойчивым, т. е. практически существовать не может. Действительно, если установить угол θ равным 180° ($\theta=180^\circ$), то при любом незначительном уменьшении θ появится положительный синхронизирующий момент, который заставит систему уменьшить θ до нуля. При любом незначительном увеличении θ появляется отрицательный $M_{син}$, стремящийся еще более увеличить угол рассогласования, т. е. повернуть систему к положению $\theta=360^\circ$. В точке $\theta=0$ равновесие устойчиво, так как синхронизирующий момент при любом знаке отклонения θ от нуля стремится вернуть систему к нулевому положению.

Формула (IV. 42) получена из рассмотрения статического режима работы сельсинной передачи — при отсутствии вращения роторов. В динамическом режиме, т. е. при вращении роторов с некоторой скоростью, процессы, происходящие в сельсинной передаче, значительно сложнее, чем процессы, рассмотренные нами для статического режима. Точный математический анализ динамического режима довольно сложен и в результате дает формулы, неприменимые для практических расчетов. Эксперименты показали, что для небольших скоростей вращения роторов (до 500—600 оборотов в минуту) с достаточной для практики точностью (не менее 5%) можно пользоваться формулой (IV. 42) статического режима. Для больших скоростей вращения Э. И. Эллером предложена экспериментальная формула, учитывающая уменьшение синхронизирующего момента с увеличением скорости вращения роторов:

$$M'_{син}=M_{син}\cos\frac{\pi pn}{120f}, \qquad (IV.43)$$

где p — число пар полюсов сельсина;
n — скорость вращения роторов в об/мин.;
f — частота напряжения питания.

Эта формула дает достаточную для практики точность до скорости $n=2000$ об/мин в пределах изменения θ от 0° до 50°.

Установившийся угол рассогласования сельсинной передачи определяется (фиг. IV. 19,*б*) по формуле

$$\theta_0=\arcsin\frac{M_н}{M_{max}}, \qquad (IV.44)$$

где $M_н$ — сумма моментов трения и нагрузки на оси ротора приемника.

Величина момента $M_н$ не должна превышать значения $M_н=M_{max}$, иногда называемого «опрокидывающим моментом» сельсина. При $M_н>M_{max}$ синхронизирующий момент, как видно из фиг. IV. 19,*б*, уменьшается, так как угол рассогласования становится больше 90°, и роторы выпадают из синхронизма, т. е. ротор датчика легко переходит в положение, соответствующее $\theta=180^\circ$ (т. е. опрокидывается). Следовательно, величина опрокидывающего момента определяет максимально допустимую нагрузку и является важным

параметром индукционной самосинхронизирующейся дистанционной передачи.

Из выражения

$$M_{max}=\frac{3}{4}cA\Phi_c\sin\psi=\frac{3\sqrt{2}\,ckwE_m\Phi_c}{\pi Z}\sin\psi \qquad (IV.45)$$

видно, что увеличение опрокидывающего момента возможно за счет увеличения напряжения питания, так как при этом возрастает магнитный поток статора Φ_c и э. д. с. E_m.

3. Точность индукционной самосинхронизирующейся дистанционной передачи

Точность дистанционной передачи определяется максимально возможной погрешностью в передаче угла поворота, т. е. разностью $\Delta\theta$ мгновенных значений углов поворота датчика и приемника. Обычно эта погрешность определяется экспериментально в виде полусуммы абсолютных значений максимальных ошибок, полученных для двух направлений вращения датчика в пределах одного оборота. Так, например, при максимальных ошибках $+3°$ для одного направления вращения и $-2°$ для противоположного максимально возможная погрешность для сельсина определится из выражения

$$\Delta\theta=\pm\frac{3°+2°}{2}=\pm2{,}5°.$$

Если вращать ось сельсина-датчика через дополнительный редуктор и таким же редуктором связать ось сельсина-приемника с осью нагрузки, то погрешность в передаче угла можно уменьшить пропорционально передаточному числу редуктора.

В табл. IV. 1 приведены стандартизованные классы точности сельсинов.

Таблица IV. 1

Классы точности сельсинов

Класс точности	I	II	III	IV
Максимально допустимая ошибка	от 0° до ±0,75°	от ±0,75° до ±1,5°	от ±1,5° до ±2,5°	от ±2,5° до ±5°

На точность работы дистанционной передачи оказывают влияние следующие факторы:

а) величина моментов трения и нагрузки приемника;

б) неточная балансировка роторов;

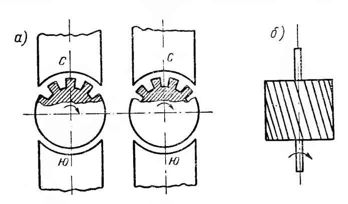
в) зубчатое строение роторов;

г) неодинаковость конструктивных и электрических параметров датчика и приемника и т. п. факторы.

Для индикаторных дистанционных передач момент нагрузки (стрелка и т. п.) пренебрежимо мал по сравнению с моментами трения в подшипниках и контактных кольцах, суммарная величина которых для этих передач достигает 5 *гсм*.

Зубчатость роторов, как видно из фиг. IV. 20,*а*, вызывает изменение магнитной проводимости воздушного зазора между ротором и статором при повороте ротора. В современных сельсинах этот недостаток устраняется скашиванием пазов ротора, как это показано на фиг. IV. 20,*б*. В этом случае магнитная проводимость воздушного зазора практически одинакова при любом положении ротора.

Балансировка ротора и одинаковость параметров датчика и приемника зависят от тщательности изготовления и сборки сельси-



Фиг. IV. 20. Влияние зубчатости ротора (*а*) и его устранение (*б*).

нов. После сборки роторы обычно дополнительно балансируются.

Возможные неисправности индукционной самосинхронизирующейся дистанционной передачи:

а) При обрыве цепи возбуждения датчика или приемника ротор приемника вращается синхронно с ротором датчика, но синхронизирующий момент очень мал. Кроме того, в пределах угла рассогласования от 0 до 360° возможны два устойчивых состояния равновесия приемника.

б) При обрыве одной фазы ротор приемника вращается синхронно с ротором датчика, но с меньшим синхронизирующим моментом. Кроме того, каждому положению датчика соответствуют два устойчивых состояния равновесия приемника — одно синхронное и одно сдвинутое относительно синхронного на угол 180°.

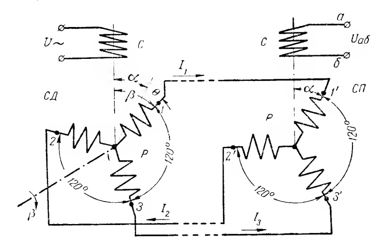
в) При коротком замыкании двух фаз также имеются два устойчивых состояния равновесия ротора приемника, сдвинутые друг относительно друга на угол 180°. Если ротор приемника установить в одно из этих состояний, то он будет оставаться неподвижным при вращении ротора датчика.

г) При неправильном включении двух фаз роторы датчика и приемника вращаются в противоположных направлениях.

д) При неправильном включении одной из обмоток возбуждения ротор приемника вращается синхронно с ротором датчика, но с постоянным углом рассогласования, равным 180°.

4. Сельсины в трансформаторном режиме

Рассмотрим работу индукционной самосинхронизирующейся передачи в том случае, когда переменное напряжение питания подведено только к обмотке возбуждения (обмотке статора) сельсина-датчика (*СД*) так, как это показано на фиг. IV. 21. Обозначим



Фиг. IV. 21. Сельсины в трансформаторном режиме.

попрежнему через β и α соответственно угловые положения ротора датчика и ротора приемника относительно начального положения, совпадающего с осями обмоток возбуждения. Магнитный поток обмотки возбуждения сельсина-датчика индуктирует в фазовых обмотках его ротора электродвижущие силы:

$$E_1 = E_m \cos \beta, \tag{IV.46}$$

$$E_2 = E_m \cos (\beta - 120°), \tag{IV.47}$$

$$E_3 = E_m \cos (\beta - 240°) = E_m \cos (\beta + 120°). \tag{IV.48}$$

Так как в фазовых обмотках ротора приемника из-за отсутствия у него потока возбуждения никаких дополнительных э. д. с. не создается, то для фазовых токов вместо выражений (IV. 34) — (IV. 36) можно записать

$$I_1 = \frac{E_1}{2Z}; \quad I_2 = \frac{E_2}{2Z}; \quad I_3 = \frac{E_3}{2Z}. \tag{IV.49}$$

Эти токи создают переменные магнитные потоки, которые в однофазной статорной обмотке сельсина-приемника будут индуктировать электродвижущие силы:

$$E_1' = AI_1 \cos \alpha,$$

$$E_2' = AI_2 \cos (\alpha - 120°),$$

$$E_3' = AI_3 \cos (\alpha - 240°) = AI_3 \cos (\alpha + 120°),$$

где A — коэффициент пропорциональности (в предположении отсутствия насыщения стали).

Суммарная электродвижущая сила, действующая на клеммах $а — б$ статорной обмотки сельсина-приемника, будет равна

$$U_{аб} = E_1' + E_2' + E_3' = A\,[I_1 \cos \alpha + I_2 \cos (\alpha - 120°) + \\ + I_3 \cos (\alpha + 120°)]. \qquad \text{(IV. 50)}$$

Подставим сюда выражения для токов (IV. 49), используя равенства (IV. 46) — (IV. 48):

$$U_{аб} = \frac{AE_m}{2Z}\,[\cos \beta \cos \alpha + \cos (\beta - 120°) \cos (\alpha - 120°) + \\ + \cos (\beta + 120°) \cos (\alpha + 120°)].$$

Отсюда после выполнения простейших тригонометрических преобразований получим

$$U_{аб} = \frac{AE_m}{2Z}\,(\cos \beta \cos \alpha + 2 \cos^2 120° \cos \beta \cos \alpha + \\ + 2 \sin^2 120° \sin \beta \sin \alpha)$$

или

$$U_{аб} = \frac{3}{4}\,\frac{AE_m}{Z}\,(\cos \beta \cos \alpha + \sin \beta \sin \alpha). \qquad \text{(IV. 51)}$$

Заменяя сумму в скобках через $\cos (\beta - \alpha)$ и обозначая

$$\frac{3}{4}\,\frac{AE_m}{Z} = U_m,$$

получим окончательно

$$U_{аб} = U_m \cos (\beta - \alpha) = U_m \cos \theta. \qquad \text{(IV. 52)}$$

Следовательно, напряжение на клеммах однофазной обмотки сельсина-приемника не зависит от углового положения роторов, а зависит только от угла рассогласования θ между ними. Если затормозить ротор приемника в любом положении, то по величине $U_{аб}$ можно судить об угле поворота ротора датчика относительно заторможенного положения ротора приемника. При этом $U_{аб}$ будет максимально для угла $\theta = 0°$ и равно нулю для угла $\theta = 90°$. Для

практического использования удобнее обратная зависимость, когда в согласованном положении $U_{аб}$ равно нулю. Это легко достигается, если за начальное положение принять такое, при котором роторы датчика и приемника сдвинуты между собой на угол в 90°. В этом случае угол $\theta = 90° + \theta'$ и

$$U_{аб} = U_m \sin \theta'. \qquad (IV.53)$$

Рассмотренный режим работы сельсинов по аналогии с режимом работы трансформатора называется трансформаторным и широко используется в следящих системах [1].

5. Бесконтактные дистанционные передачи переменного тока

Основным недостатком обычных сельсинов является значительный момент трения, основная часть которого создается вследствие трения щеток о контактные кольца. Даже у маломощных индикаторных сельсинов этот момент достигает десятых долей граммосантиметра, что исключает возможность вращения их с помощью чувствительных элементов типа, например, магнито-электрических приборов. Кроме того, наличие скользящих контактов обусловливает неприменимость их в ряде устройств по соображениям безопасности.

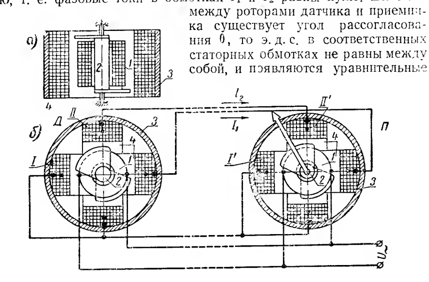
Эти причины обусловили разработку ряда систем бесконтактных дистанционных передач, из которых наибольшее распространение получили дистанционная передача с бесконтактными сельсинами, созданная в СССР А. Г. Иосифьяном и Д. В. Свечарником, и дистанционная передача типа магнесин.

Одна из возможных схем дистанционной передачи с бесконтактными сельсинами приведена на фиг. IV. 22,*б*. Бесконтактный сельсин (фиг. IV. 22,*а*) отличается от обычного тем, что он не имеет на вращающейся части (роторе) обмоток, благодаря чему отпадает необходимость в контактных кольцах и щетках, а момент трения уменьшается до очень незначительной величины. Кроме того, вес ротора в этом случае может быть очень небольшим. Эти условия позволяют пойти на значительное уменьшение синхронизирующего момента, т. е. обойтись без стального статора для фазовых обмоток. При этом получается компактная и легкая конструкция, обладающая высокой чувствительностью и точностью, т. е. пригодная для применения в высокочувствительных индикаторных дистанционных передачах.

Принцип действия дистанционной передачи с бесконтактными сельсинами заключается в следующем. Переменный магнитный поток, возбуждаемый переменным напряжением питания в неподвижных катушках *1* роторов, проходя через стержни и лепестки фасонных z-образных роторов *2* из мягкой стали, замыкается по стальным кольцам *3*. При этом он пересекает обмотки неподвижных статор-

[1] А. Г. Иосифьян, Теория трансформаторного режима сельсинов в схемах управления, Бюллетень ВЭИ № 9, 1940

ных катушек *4* и индуктирует в них электродвижущие силы. Так как направление магнитного потока, определяемое формой ротора, изменяется в пространстве при повороте ротора датчика, то и величины э. д. с., индуктируемых в статорных обмотках, зависят от углового положения ротора датчика. Следовательно, вектор результирующего магнитного потока, создаваемого этими э. д. с., поворачивается синхронно с поворотом ротора датчика. Аналогичные процессы происходят и в приемнике. Если положения роторов датчика и приемника одинаковы, то э. д. с. в соответственных статорных обмотках $I—I'$ и $II—II'$ равны по величине и противоположны по направлению, т. е. фазовые токи в обмотках I_1 и I_2 равны нулю. Если же между роторами датчика и приемника существует угол рассогласования θ, то э. д. с. в соответственных статорных обмотках не равны между собой, и появляются уравнительные



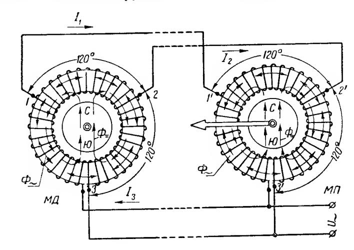
Фиг. IV. 22. Дистанционная передача с бесконтактными сельсинами.

токи I_1 и I_2. В этом случае, как было показано ранее, появляется синхронизирующий момент, направленный в сторону уничтожения угла рассогласования. Следовательно, при любом повороте ротора датчика ротор приемника будет поворачиваться на такой же угол, и система из двух бесконтактных сельсинов будет выполнять функции дистанционной передачи. Как видно, процессы, происходящие в такой дистанционной передаче, принципиально не отличаются от процессов в передаче с обычными сельсинами. Однако математический анализ этих процессов значительно сложнее и поэтому здесь не приводится.

Принципиальная схема бесконтактной дистанционной передачи с магнесинами показана на фиг. IV. 23. Отличительной ее особенностью является чрезвычайная простота конструкции, ввиду чего она получила значительно большее распространение, чем дистанционная передача с бесконтактными сельсинами. Каждый магнесин имеет кольцевой сердечник из листового пермаллоя с равномерно распределенной по его окружности статорной обмоткой, имеющей

три отпайки, расположенные под углом 120° друг к другу и образующей, таким образом, трехфазную систему. Подвижным элементом каждого магнесина является цилиндрический постоянный магнит, расположенный внутри сердечника. Дистанционная передача состоит обычно из двух одинаковых магнесинов, фазовые обмотки которых попарно соединены между собой и питаются переменным напряжением с частотой 400—500 *гц*.

Математическая теория дистанционной передачи с магнесинами детально разработана В. Н. Мильштейном[1] и Н. И. Чистяковым. Несмотря на простоту конструкции магнесинов, теория эта представляет значительные трудности для понимания, и поэтому мы



Фиг. IV. 23. Бесконтактная дистанционная передача с магнесинами.

ограничимся рассмотрением только принципа действия дистанционной передачи с магнесинами, который заключается в следующем.

Переменное напряжение питания ввиду полной симметричности системы создает в фазовых обмотках совершенно одинаковые и противоположно направленные падения напряжения. Естественно, что при этом никаких уравнительных токов и вращающих моментов в передаче не возникает. Переменные магнитные потоки $\Phi_{\sim}$, замыкающиеся по кольцевому сердечнику, как известно, не взаимодействуют с постоянным магнитным полем ротора и в лучшем случае могут вызвать лишь вибрацию ротора. Однако на самом деле магнитный поток $\Phi_{=}$ постоянного магнита, замыкающийся, как показано на фиг. IV. 23, также по сердечнику статора, в этом случае не будет постоянным. Действительно, величина этого магнитного потока определяется выражением

$$\Phi_{=} = \frac{M}{R_{м}},$$

[1] В. Н. Мильштейн, Элементы теории магнесинов, ЖТФ, № 4—5, 1945.

где M — магнитодвижущая сила постоянного магнита;

$R_м$ — магнитное сопротивление на пути потока $Ф_=$.

Как было показано в § II. 2, при достаточно больших амплитудах переменного магнитного потока $Ф_\sim$, создаваемого статорными обмотками, пермаллоевый сердечник, насыщающийся в относительно слабых магнитных полях, будет иметь переменное магнитное сопротивление $R_м$ (см. фиг. II. 19). Следовательно, магнитный поток $Ф_=$ постоянного магнита, замыкающийся по этому же сердечнику, будет переменным по величине и создаст в фазовых обмотках статора дополнительные э. д. с., величина которых будет зависеть от относительного расположения постоянного магнита и фазовых обмоток.

Если угловые положения магнитов датчика и приемника одинаковы, то эти дополнительные э. д. с. в соответственных фазовых обмотках *1—1'*, *2—2'*, *3—3'* также равны по величине и противоположны по направлению, т. е. не создают уравнительных токов. Если же угловые положения магнитов не одинаковы, то дополнительные э. д. с. имеют разную величину и создают уравнительные токи I_1, I_2 и I_3. Как было показано выше, в этом случае в системе появляется синхронизирующий момент, направленный в сторону уничтожения рассогласования роторов. Следовательно, принципиально работа дистанционной передачи с магнесинами не будет отличаться от работы дистанционной передачи с обычными сельсинами, и ротор приемника будет следовать за всеми изменениями углового положения ротора датчика.

В отличие от всех рассмотренных до этого дистанционных передач на работу дистанционной передачи с магнесинами принципиальное влияние оказывают величина остаточного магнетизма стали магнитопровода статора и качество центровки (эксцентриситет) ротора. Наличие остаточного магнетизма недопустимо, так как он создает дополнительный постоянный по величине и направлению вращающий момент, вносящий заметную погрешность в положение ротора приемника. Для устранения этого явления сердечник статора собирается из высококачественного и специально термически обработанного пермаллоя, коэрцитивная сила H_c которого не превышает 0,01—0,02 эрстеда. Эксцентриситет между осями ротора и статора недопустим, так как приводит к неодинаковости воздушного зазора между ротором и статором. Подвижный магнит будет при этом всегда стремиться установиться в положение, соответствующее минимуму воздушного зазора. При относительно малых синхронизирующих моментах магнесинов (порядка 0,1 *гсм* при $\theta=90°$) это явление может полностью нарушить работу передачи, так как ротор датчика останется неподвижным в положении минимального зазора.

Общая точность дистанционных передач с магнесинами составляет от $\pm1,5$ до $\pm2,5°$ для существующих конструкций.

ГЛАВА V

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Как указывалось во введении, электрический преобразователь в общем случае предназначен для придания электрическому сигналу свойств, необходимых при его дальнейшем использовании.

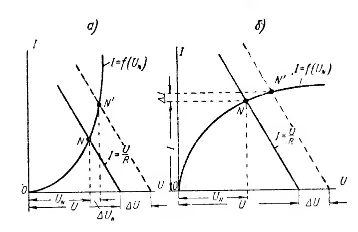
В настоящей главе кратко рассмотрены некоторые устройства, улучшающие работу автоматической системы, но играющие в автоматике не основную, а вспомогательную роль. К числу таких устройств будем относить электрические стабилизаторы тока и напряжения, преобразователи частоты и магнитные усилители электрического напряжения и электрической мощности. Существует еще ряд вспомогательных электрических преобразователей, но в автоматике они либо применяются значительно реже, либо, как, например, электронные усилители, не входят в программу данной книги и поэтому здесь не рассматриваются. Из большого числа различных типов стабилизаторов, преобразователей частоты и магнитных усилителей здесь рассмотрены только типы, наиболее распространенные в устройствах маломощной автоматики.

§ V.1. СТАБИЛИЗАТОРЫ

1. Принцип действия

Режим работы большинства электрических устройств характеризуется подводимым к ним напряжением и потребляемым ими током. Для правильной работы большинства электрических устройств одну из этих величин поддерживают постоянной, для чего и служат специальные устройства, называемые стабилизаторами тока и напряжения. Если сопротивление электрического устройства, которое будем называть сопротивлением нагрузки $R_н$, постоянно, то колебания напряжения и тока в нем могут быть вызваны изменением напряжения источника электрического питания. Это изменение в ряде установок доходит до $\pm 10\%$ от номинального напряжения. Если напряжение источника питания постоянно, то необходимость стабилизации может быть вызвана изменением сопротивления $R_н$ самого электрического устройства в процессе его работы.

В линейных электрических цепях любое изменение одного какого-либо электрического параметра всегда вызывает пропорциональное изменение других электрических параметров. Задачей же стабилизатора является осуществление постоянства величины какого-то электрического параметра (тока или напряжения) при изменении величины другого электрического параметра, т. е. нарушение указанной пропорциональности. Следовательно, стабилизация может быть осуществлена только с помощью элементов, обладающих нелинейной характеристикой. Два возможных варианта такой характеристики показаны на фиг. V. 1,*а* и *б*.



Фиг. V. 1. Типы характеристик стабилизаторов.

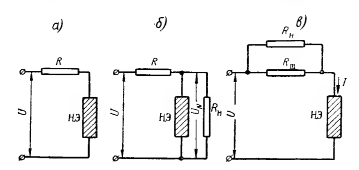
Следует отметить, что в общем случае стабилизация не является идеальной, т. е. стабилизируемый параметр не будет точно постоянным. Необходимо лишь, чтобы относительное изменение стабилизируемого параметра $\frac{\Delta y}{y}$ было значительно меньше, чем относительное изменение $\frac{\Delta x}{x}$ переменного параметра. Отношение

$$K_c = \frac{\frac{\Delta x}{x}}{\frac{\Delta y}{y}},$$

называется *коэффициентом стабилизации* и характеризует эффективность стабилизации.

Для оценки эффекта стабилизации, даваемого нелинейными элементами с различными характеристиками, подадим напряжение питания U на цепь, состоящую из последовательно соединенных нелинейного элемента $H.Э$ и сопротивления R (фиг. V. 2,*а*). Как было показано, уравнением такой цепи будет $U = U_N + IR$, а рабочая точка N цепи определится пересечением характеристики нели-

нейного элемента с прямой $I = \frac{U}{R}$, изображающей характеристику сопротивления R. Такое построение выполнено на фиг. V. 1. Изменим теперь величину подведенного напряжения U на ΔU и найдем новые положения рабочих точек N'. Из графиков, изображенных на фиг. V. 1, видно, что при этом у нелинейного элемента с характеристикой, показанной на фиг. V. 1,*а*, очень мало изменится падение напряжения на нем, а у нелинейного элемента с характеристикой, показанной на фиг. V. 1,*б*, очень мало изменится величина протекающего по нему тока. Следовательно, элемент с характеристикой первого типа может быть использован для стабилизации напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$, если оно подключено параллельно



Фиг. V.2. Схемы включения стабилизаторов.

но нелинейному элементу (фиг. V. 2,*б*), а элемент с характеристикой второго типа может быть использован для стабилизации величины тока в сопротивлении нагрузки $R_н$, включенном последовательно (фиг. V. 2,*в*) с нелинейным элементом (параллельно сопротивлению $R_ш$ или вместо него).

В первом случае $\frac{\Delta U_N}{U_N} \ll \frac{\Delta U}{U}$, т. е. $K_c^U \gg 1$.

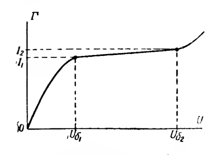
Во втором случае $\frac{\Delta I}{I} \ll \frac{\Delta U}{U}$, т. е. $K_c^I \gg 1$.

Для первого случая эффективность стабилизации напряжения тем больше, чем больше рабочий участок характеристики стабилизатора приближается к вертикальной линии. Подобную характеристику имеют, например, газоразрядные лампы. Для второго случая эффективность стабилизации тем больше, чем больше характеристика стабилизатора на рабочем участке приближается к горизонтальной линии. Характеристикой такого типа обладают, например, баретто有 и электрические лампы накаливания. Другими словами, в режиме стабилизирования внутреннее сопротивление $\frac{\Delta U_N}{\Delta I}$ нелинейного элемента первого типа желательно иметь близким

к нулю, а для нелинейного элемента второго типа близким к бесконечности. Отношение $\frac{\Delta U_N}{\Delta I}$ для данной рабочей точки N иногда называют динамическим сопротивлением стабилизатора ($R_{дин}$).

2. Баретторы

Бареттор внешне напоминает лампочку накаливания и представляет собой тонкую стальную проволоку, помещенную в стеклянный баллон, наполненный водородом под небольшим давлением. Водород является восстановительной средой и, препятствуя окислению стальной проволоки даже при сильном ее нагреве, обеспечивает долговечность бареттора. Выбор стальной нити обусловлен главным образом высоким температурным коэффициентом сопротивления стали, равным 0,00625. В последнее время в бареттоpax в целях увеличения долговечности начинают применять и вольфрамовую нить.



Фиг. V. 3. Характеристика бареттора.

Величина сопротивления стальной проволоки, начиная с определенной температуры накала, резко возрастает при весьма малом увеличении протекающего по ней тока. Благодаря этому свойству бареттор, включенный последовательно в электрическую цепь, будет автоматически поддерживать постоянство тока в определенных пределах изменения этого тока. Аналогичным свойством в несколько меньшей степени обладают и обыкновенные лампы накаливания.

Основным достоинством бареттора является простота конструкции и эксплуатации и независимость стабилизации от частоты тока. Недостатками являются относительно большое (порядка 5—10 *вт*) потребление мощности, сравнительно короткий срок службы и значительная инерционность, вызываемая необходимостью нагрева нити для проявления стабилизирующего эффекта.

Типичная форма вольтамперной характеристики бареттора показана на фиг. V. 3. Основными ее параметрами являются допустимый предел изменения напряжения ($U_{б1}$—$U_{б2}$) на бареттоpe и изменение $\Delta I = I_2 - I_1$ стабилизируемого тока в этом пределе. Эти данные для некоторых промышленных типов бареттоpов приведены в табл. V. 1.

Для бареттоpов коэффициент стабилизации тока K_c составляет величину порядка 5—15. За счет тепловой инерционности стабилизируются только медленные изменения тока. Резкие толчки тока передаются в сопротивление нагрузки почти без всякого изменения. Отсюда же следует, что бареттор пригоден как для постоянного тока, так и для переменного, причем он не искажает кривой переменного тока технической частоты, так как вследствие тепловой

Таблица V.1

Основные параметры некоторых отечественных бареттеров

Тип бареттора	$U_{б1}$ в	$U_{б2}$ в	$U_{ср}$ в	I_1 а	I_2 а	$I_{ср}$ а	$R_{дин}$ ом
1Б 5-9	5	9	7	0,96	1,04	1	50
1Б 10-17	10	17	13,5	0,96	1,04	1	90
0,3Б 17-35	17	35	26	0,275	0,325	0,3	360
0,3Б 65-135	65	135	100	0,275	0,325	0,3	1400

инерционности за период изменения переменного тока его сопротивление не успевает измениться.

Бареттор выбирается по известному току в нагрузке $I_н$. Если ток в нагрузке меньше, чем номинальный ток бареттора, то необходимо (фиг. V. 2,*в*) зашунтировать нагрузку сопротивлением $R_ш$, так чтобы сумма их токов была равна среднему току $I_{ср}$ бареттора. Для лучшей стабилизации желательно подобрать бареттор так, чтобы падение напряжения на нем было не меньше, чем падение напряжения на нагрузке. Если сумма этих падений напряжений меньше, чем напряжение U источника питания, то последовательно с нагрузкой необходимо включить добавочное сопротивление

$$R_д = \frac{U - U_{ср} - U_н}{I_{ср}} = \frac{U - U_{ср}}{I_{ср}} - R_н, \qquad (V.1)$$

где $I_{ср} = \frac{I_1 + I_2}{2}$ — рабочий ток в бареттоpе (при номинальном значении U или $R_н$);

$U_{ср} = \frac{U_{б_1} + U_{б_2}}{2}$ — соответствующее $I_{ср}$ падение напряжения на бареттоpе.

Коэффициент стабилизации бареттора можно подсчитать по формуле

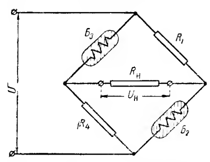
$$K_с = \frac{R_{дин} I_{ср}}{U},$$

где $R_{дин}$ — динамическое сопротивление бареттора.

3. Мостовые стабилизаторы

Значительно лучшими стабилизирующими свойствами обладает мостовая схема включения бареттоpов, показанная на фиг. V. 4. В этом случае вместо бареттоpов могут с успехом использоваться обычные электрические лампы накаливания. Нагрузочное сопротивление $R_н$ располагается в диагонали мостовой схемы стабилизатора. В качестве двух других плеч моста обычно берут нормальные линейные сопротивления.

Мостовой стабилизатор наиболее часто используется для стабилизации напряжения $U_н$ на нагрузке с постоянным сопротивлением $R_н$ при колебаниях напряжения питания U в пределах $\pm 10\%$ от номинального.



Фиг. V.4. Схема мостового стабилизатора.

Вследствие сложного нелинейного характера зависимостей, определяющих режим работы мостового стабилизатора, его теоретический анализ представляет значительные трудности и поэтому здесь не рассматривается. Обычно бaретторы $Б_2$ и $Б_3$ берутся одинаковыми, сопротивления R_1 и R_4 также одинаковыми, причем их величина подбирается экспериментально. Общая теория мостовых схем с нелинейными сопротивлениями изложена в работах советских ученых Б. С. Сотскова [1], В. Е. Вартельского [2] и др.

4. Газоразрядные стабилизаторы

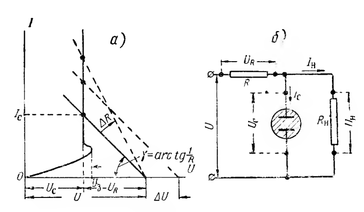
Газоразрядные стабилизаторы, иногда называемые стабиливольтами, в отличие от бaретторов и мостовых стабилизаторов применяются в цепях высокого напряжения (например, анодные цепи электронных ламп). Стабиливольт относится к типу ионных ламп с холодным (тлеющим) разрядом и в простейшем виде состоит из двух электродов, помещенных в стеклянный баллон с сильно разреженным инертным газом (обычно неон).

На фиг. V. 5 изображены вольтамперная характеристика и схема включения стабиливольта. При повышении напряжения между электродами стабиливольта от нуля до некоторого значения $U_з$, называемого потенциалом зажигания, ток в нем нарастает очень медленно. При достижении потенциала зажигания стабиливольт загорается, и ток в нем нарастает скачком. При дальнейшем повышении напряжения ток быстро растет, и разряд, переходя в дугообразный, может разрушить электроды стабиливольта. Для ограничения величины тока и улучшения эффекта стабилизации последовательно со стабиливольтом необходимо включать добавочное сопротивление R. При этом, как показывает построение на фиг. V,*а*, ток ограничивается величиной I_c, и напряжение на стабиливольте, а значит, и на подключенном параллельно ему (фиг. V. 5,*б*) сопротивлении нагрузки $R_н$ практически не меняется как при колебаниях напряжения питания U, так и при изменениях величины сопротивления нагрузки $R_н$. Изменение напряжения $U_н$ не превышает практически $\pm 0{,}2\%$ при изменении U на $\pm 10\%$.

[1] Б. С. Сотсков, Мостиковые схемы с нелинейными сопротивлениями, «Автоматика и телемеханика», 1938, № 2.

[2] В. Е. Вартельский, Схемы постоянного тока с нелинейными сопротивлениями, «Автоматика и телемеханика», 1940, № 2.

Физически это объясняется тем, что любое изменение U или $R_н$ компенсируется соответствующим изменением тока $I_с$ через стабиливольт, т. е. изменением падения напряжения или тока в сопротивлении R. Например, при увеличении U ток $I_с$, а значит, и общий ток $I_R = I_с + I_н$ в сопротивлении R увеличиваются и увеличивается U_R при $U_с = \text{const}$. Аналогичная картина наблюдается и при уменьшении $R_н$. При этом должен был бы увеличиться ток $I_н$ в нагрузке. Но так как при этом возрастает ток I_R, то должно увеличиться и падение напряжения U_R. Вследствие этого должно было бы уменьшиться $U_с = U_н$. Однако при малейшем уменьшении $U_с$ уменьшается ток $I_с$ в стабиливольте, вследствие чего общий ток I_R и напряжение $U_с$ сохраняют свое первоначальное значение. Про-



Фиг. V.5. Характеристика (*а*) и схема включения (*б*) стабиливольта.

исходит перераспределение токов между стабиливольтом и нагрузкой без изменения общего тока I_R.

Стабиливольты практически безинерционны и, следовательно, стабилизируют как медленные, так и быстрые изменения переменных параметров U и $R_н$. Применяются стабиливольты только для постоянного напряжения питания, так как они обладают односторонней проводимостью (выпрямляют переменный ток). Кроме того, ввиду малой инерционности стабиливольта кривая выпрямленного переменного тока оказывается значительно искаженной (из-за нелинейности характеристики стабиливольта).

Выбор стабиливольта производится по необходимой величине стабилизируемого напряжения $U_с = U_н$. Для определения необходимой величины сопротивления R задаются током $I_с$ через стабилизатор в пределах от 10 до 20 *ма*, причем бóльшие значения берут в случае больших изменений напряжения питания (или сопротивления нагрузки). Тогда

$$R = \frac{U - U_с}{I_с + I_н} = \frac{U_с(n-1)}{I_с + I_н}, \qquad (V.2)$$

где U — напряжение источника питания;

U_c — номинальное падение напряжения на стабиливольте;

$I_н$ — ток в нагрузке,

$$n = \frac{U}{U_c}.$$

Если напряжение источника питания можно менять, то для улучшения эффекта стабилизации задаются величиной коэффициента $n=1{,}3-2$.

После этого проверяют величины максимального и минимального токов через стабиливольт при максимально возможных отклонениях U (или $R_н$) в обе стороны от номинала, сравнивая их с паспортными данными выбранного стабиливольта.

Получающийся коэффициент стабилизации (обычно имеющий величину порядка 8—20) может быть подсчитан по формуле[1]

$$K_c = \frac{U_c(n-1)}{nR_{дин}(I_c+I_н)},$$

где $R_{дин}$ — динамическое сопротивление стабиливольта в *ом*.

Таблица V. 2

Параметры некоторых отечественных стабиливольтов

Тип	U_c *в*	$U_з$ *в*	$I_{c\,max}$ *ма*	$I_{c\,min}$ *ма*	ΔU_c *в* при $\Delta I_c = I_{c\,max} - I_{c\,min}$	$R_{дин}$ *ом*
СГ2С	75	100	40	5	5	143
СГ3С	105	115	40	5	2	57
СГ4С	150	160	40	5	4	115

5. Электронные стабилизаторы напряжения

Принципиальная схема типового электронного стабилизатора напряжения показана на фиг. V. 6. Стабилизируемое напряжение U равно сумме падений напряжений на лампе $Л_1$ и на нагрузке (выходное напряжение, постоянство которого необходимо поддерживать с высокой точностью):

$$U = U_{a1} + U_н,$$

откуда

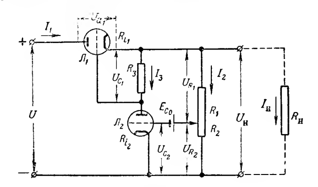
$$U_н = U - U_{a1}.$$

Лампа $Л_1$ играет роль нелинейного элемента. С помощью остальной части схемы ее режим подбирается так, чтобы при изменениях напряжения U ее внутреннее сопротивление, а значит, и напряжение U_{a1} изменялось, поддерживая разность $U - U_{a1} = U_н$ постоянной.

[1] К. Б. Мазель, Расчет стабилизатора напряжения с лампами тлеющего разряда, «Вестник связи», № 11, 1949.

Рассмотрим работу схемы фиг. V. 6. Ток I_3, протекая по сопротивлению R_3, создает напряжение смещения I_3R_3 на сетке лампы $Л_1$. Это напряжение всегда должно быть отрицательным, чтобы в цепи сетки лампы $Л_1$ отсутствовал сеточный ток, в противном случае работа стабилизатора резко нарушится. Величина напряжения смещения $U_{c2}=U_{R2}-E_{c0}=I_2R_2-E_{c0}$ на сетке лампы $Л_2$ также должна быть немного меньше нуля при номинальном значении напряжения U.

Предположим, что напряжение U увеличилось. Это вызовет увеличение тока I_2 и смещения на сетке лампы $Л_2$. Следовательно, увеличится анодный ток I_3 лампы $Л_2$ и увеличится отрицательное смещение I_3R_3 на сетке лампы $Л_1$. Сопротивление лампы $Л_1$ увеличится, увеличится и падение напряжения U_{a1} на ней, в резуль-



Фиг. V. 6. Принципиальная схема электронного стабилизатора.

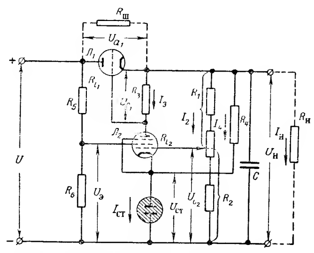
тате чего выходное напряжение $U_н$ останется при правильно подобранных параметрах схемы неизменным. При уменьшении стабилизируемого напряжения U будет наблюдаться обратная картина.

Для увеличения эффективности стабилизации лампу $Л_2$ следует брать с достаточно большим коэффициентом усиления (обычно пентод), тогда даже незначительное изменение тока I_2 вызовет достаточно большое изменение напряжения I_3R_3, т. е. и напряжения U_{a1}. Внутреннее сопротивление лампы $Л_1$ должно быть небольшим, и вызывать как можно меньшее падение напряжения на нем, а допустимый анодный ток этой лампы должен быть достаточно велик, так как через нее протекает полный ток схемы, включая и ток нагрузки. Если оказывается, что полный ток все же превосходит допустимый для данной лампы, то либо включают несколько однотипных ламп параллельно, либо сопротивление, шунтирующее в необходимой степени лампу $Л_1$.

Практический вариант принципиальной схемы электронного стабилизатора показан на фиг. V. 7.

Здесь вместо батареи E_{c0} в качестве источника постоянного напряжения $U_{ст}$ взят стабиливольт, а в качестве лампы $Л_2$— пентод с

целью повышения ее коэффициента усиления. Вследствие высокого коэффициента усиления появляется опасность самовозбуждения схемы, для устранения которой параллельно нагрузке включается конденсатор C емкостью 2—4 *мкф*. Так как анодный ток лампы $Л_2$ обычно меньше тока, минимально необходимого для нормальной работы стабиливольта (10—12 *ма*), то параллельно лампе $Л_1$ включают сопротивление R_4, величина которого выбирается так, чтобы $I_3+I_4 \approx 10—12$ *ма*. Для подведения необходимого напряжения к экранной сетке пентода в схему добавляют делитель напряжения $R_5—R_6$.



Фиг. V.7. Практическая схема электронного стабилизатора.

Величина коэффициента стабилизации K_c электронных стабилизаторов лежит в пределах от 50 до 1000 и может быть подсчитана по приближенной формуле

$$K_c = \frac{U_{ст}}{U_н} \mu_1 \mu_2 \frac{R_ш}{R_ш + R_{i_1}}.$$

где μ_1 — коэффициент усиления лампы $Л_1$;

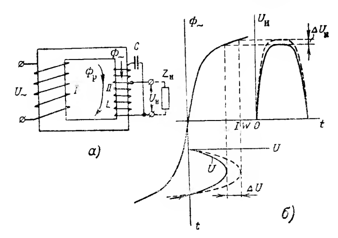
μ_2 — коэффициент усиления усилителя на лампе $Л_2$.

Для повышения K_c усилительную часть схемы ($Л_2$) иногда выполняют на двух каскадах.

6. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения

Феррорезонансные стабилизаторы используют нелинейность кривой намагничивания стали и конструктивно похожи на обычные трансформаторы напряжения. Отличие от обычных трансформаторов заключается в том, что первичная обмотка I (фиг. V. 8,*a*) располагается на более толстой части сердечника, не насыщаю-

щейся при работе стабилизатора, а вторичная обмотка II — на более тонкой части сердечника, работающей в режиме насыщения стали. К обмотке I подводится напряжение, подлежащее стабилизации. Так как в этой части сердечника насыщение отсутствует, т. е. рабочая точка стали не выходит за пределы линейной части кривой намагничивания, то в обмотке I протекает ток I и создаются ампервитки IW, по форме не отличающиеся от синусоидального напряжения U. Так как часть сердечника, на которой расположена обмотка II, работает в режиме насыщения, то часть $\Phi_{\sim}$ общего магнитного потока, создающая в обмотке II напряжение $U_н$, а значит, и само напряжение $U_н$ могут быть определены построением,



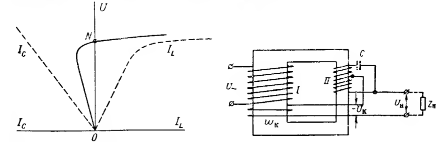
Фиг. V. 8. Принцип действия феррорезонансного стабилизатора.

выполненным на фиг. V. 8,*б* (другая часть общего магнитного потока — поток рассеяния $\Phi_р$ — из-за большого магнитного сопротивления насыщенной части сердечника замыкается по воздуху).

Как видно, в этом случае изменение $\Delta U_н$ амплитуды напряжения вторичной обмотки будет значительно меньше, чем изменение ΔU амплитуды напряжения первичной обмотки, т. е. описанное устройство будет выполнять функции стабилизации амплитуды напряжения $U_н$ при колебаниях амплитуды напряжения U.

Для увеличения эффекта стабилизации параллельно обмотке II включают конденсатор C, величина емкости которого выбирается из условия настройки в резонанс на частоту напряжения U (обычно 50 *гц*) параллельного контура, состоящего из конденсатора C и обмотки II. При наличии конденсатора реактивная мощность, расходуемая в индуктивности обмотки II, частично компенсируется реактивной мощностью, расходуемой в конденсаторе и, как известно, по фазе противоположной первой. С этой точки зрения конденсатор C, как показано на фиг. V. 8,*а*, целесообразно подключать к точке наивысшего напряжения обмотки II.

Для пояснения влияния конденсатора C на работу феррорезонансного стабилизатора обратимся к характеристике контура $C—L$ без активных потерь, показанной на фиг. V. 9 для эффективных значений напряжений и токов. При параллельном соединении токи I_C и I_L сдвинуты по фазе на 180°, т. е. располагаются по разные стороны от оси U. При этом, как видно из фигуры, кривая общего напряжения контура может быть почти горизонтальной, т. е. U мало изменяется при изменении разности токов $I_L - I_C$. Реактивные мощности, расходуемые в C и L, очевидно, противоположны друг другу по фазе и компенсируют одна другую. Этот эффект, естественно, наиболее заметен при резонансе, т. е. когда $I_L = I_C$ (точка N, вблизи которой обычно несколько правее для обеспечения устойчивости и работает феррорезонансный стабилизатор). В этом



Фиг. V. 9. Характеристика контура $C—L$.

Фиг. V. 10. Практическая схема феррорезонансного стабилизатора напряжения.

случае общий ток через контур теоретически равен нулю и контур вообще не потребляет реактивной мощности. Так как в условие резонанса $\left(\frac{1}{\omega L} = \omega C\right)$ входит и частота ω источника переменного напряжения, то сильная зависимость работы феррорезонансного стабилизатора от колебаний частоты является одним из наиболее существенных его недостатков (этот эффект можно уменьшить применением специальных компенсирующих контуров). Использование нелинейного участка кривой намагничивания определяет второй основной недостаток феррорезонансных стабилизаторов — несинусоидальность выходного напряжения. Однако в ряде случаев они получили широкое применение благодаря таким достоинствам, как очень широкий диапазон мощностей, простота, надежность в работе, невысокая стоимость и достаточно высокий (20—30) коэффициент стабилизации.

Практически применяемая схема типового феррорезонансного стабилизатора напряжения показана на фиг. V. 10. Здесь для увеличения эффекта стабилизации введена дополнительная компенсационная обмотка $w_к$ на ненасыщенной части сердечника. Эта обмотка создает небольшое напряжение $U_к$, изменяющееся пропорционально изменению входного напряжения и включаемое навстречу выходному напряжению $U_н$. При соответствующем подборе числа

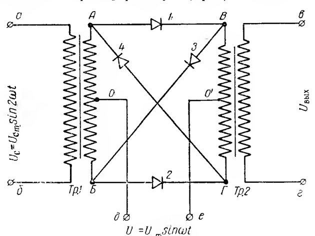
витков этой обмотки удается почти полностью скомпенсировать изменения $U_н$, вызываемые соответствующим изменением U. Например, при увеличении U напряжение $U_н$ несколько увеличивается. Напряжение с компенсационной обмотки, вычитаясь из $U_н$, уничтожает это изменение почти полностью.

§ V. 2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В автоматике получил распространение ряд устройств, в которых используется нелинейность кривой намагничивания стальных сердечников. При этом сигнальное напряжение, снимаемое с такого устройства, имеет частоту, вдвое бо́льшую, чем частота источника напряжения питания. Примерами подобных устройств являются рассмотренный в § II. 2 индуктивный датчик дистанционного компаса (фиг. II. 18), дистанционная передача с магнесинами (§ IV. 3) и т. п. Однако одновременное использование двух напряжений (питания и сигнального) с разной частотой для управления каким-либо механизмом затруднительно. Поэтому в автоматических приборах в этом случае прибегают к уравниванию частот с помощью либо уменьшения вдвое частоты сигнального напряжения, либо увеличения вдвое частоты напряжения источника питания. Для этой цели применяют специальные делители и удвоители частоты, простейшие примеры которых и будут кратко рассмотрены в настоящем параграфе.

1. Делитель частоты с твердыми выпрямителями

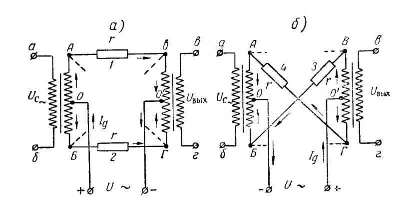
Схема такого делителя частоты показана на фиг. V. 11. К клеммам *а—б* входного трансформатора (Тр. 1) подводится напряже-



Фиг. V. 11. Делитель частоты с твердыми выпрямителями.

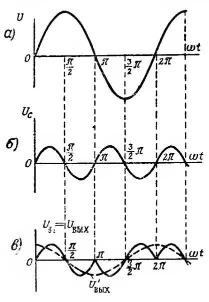
ние сигнала $U_c=U_{cm}\sin 2\omega t$, а к клеммам *д—е* — напряжение $U=U_m\sin\omega t$ источника питания с частотой, вдвое меньшей ча-

стоты напряжения сигнала, и амплитудой (U_m), большей, чем амплитуда $U_{c\,m}$ напряжения сигнала.



Фиг. V. 12. Эквивалентные схемы.

Так как $U_m > U_{c\,m}$, то полярность напряжения питания U определяет, какие из выпрямителей пропускают напряжение сигнала, а какие не пропускают. Действие напряжения U в этой схеме аналогично схеме, изображенной на фиг. I. 28. Считая выпрямители одинаковыми, будем полагать, что их сопротивления в запертом состоянии равны бесконечности, а в отпертом могут быть заменены эквивалентными сопротивлениями *r*. Тогда для двух полупериодов напряжения U можно составить две эквивалентные схемы, показанные на фиг. V. 12. В первый полупериод (фиг. V. 12,*а*) отперты выпрямители *1* и *2*, а во второй полупериод (фиг. V. 12,*б*) отперты выпрямители *3* и *4*. Само по себе напряжение U в любой момент времени всегда действует в полуобмотках выходного трансформатора в противоположные стороны и при отсутствии сигнального напряжения не создает выходного напряжения на клеммах *в—г*, как это видно из фиг. V. 12. Однако оно играет существенную роль в образовании выходного напряжения. Для уяснения этой роли обратимся к фиг. V. 13, на которой показаны графики изменения напряже-



Фиг. V. 13. Графики изменения напряжений в д...ителе частоты.

ний $U(a)$, $U_c(б)$ и выходного напряжения $U_{вых}(в)$ на клеммах $в—г$ трансформатора Тр. 2.

В первый полупериод напряжения U напряжение на выходном трансформаторе совпадает по фазе (фиг. V. 12,*а*) с напряжением сигнала на входном трансформаторе, а во второй полупериод U (фиг. V. 12,*б*) изменяет фазу на 180° по отношению к напряжению сигнала.

Форма результирующего выходного напряжения $U_{вых}=U_{вг}$, как видно, отличается от синусоидальной. Как известно, любую периодическую несинусоидальную кривую можно представить в виде суммы нескольких синусоидальных кривых с различной частотой. Если выполнить такую операцию, то легко найти, что основная (определяющая) синусоидальная кривая (или, как говорят, «первая гармоника») выходного напряжения, показанная на фиг. V. 13,*в* пунктиром, будет иметь частоту, точно равную частоте U и вдвое меньшую, чем частота входного сигнального напряжения. Следовательно, рассматриваемая схема выполняет функции деления пополам частоты сигнального напряжения U_c.

Другие, не основные гармоники, существующие в выходном напряжении делителя и обладающие другими частотами (3ω, 5ω и т. д.), имеют амплитуды значительно меньшие, чем амплитуда основной гармоники с частотой ω, и могут быть легко устранены в выходном напряжении применением простейших электрических фильтров, не показанных на фиг. V. 11.

Роль трансформаторов в рассматриваемом делителе ограничивается передачей энергии. Поэтому они могут быть взяты совершенно одинаковыми с коэффициентом трансформации, равным единице.

Сравнивая графики U и $U'_{вых}$ (первую гармонику), легко заметить, что выходное напряжение делителя сдвинуто по фазе на угол 90° относительно напряжения питания U. Это особенно удобно применительно к следящим системам с двухфазным электродвигателем переменного тока, так как избавляет от необходимости искусственно создавать сдвиг фаз в 90° между напряжениями его обмоток.

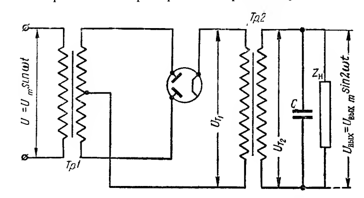
Крупными достоинствами делителя частоты с твердыми выпрямителями является простота конструкции и надежность в эксплуатации. Искажения же формы кривой выходного напряжения в автоматике обычно не играют существенной роли.

2. Удвоитель частоты

Для удвоения частоты могут быть использованы насыщающиеся стальные цепи и различные электронные схемы. Во всех случаях удвоения частоты, как и для деления, используется свойство нелинейных сопротивлений искажать форму кривой переменного тока, т. е. создавать ряд дополнительных гармоник, сред которых надлежит выделить гармонику нужной частоты.

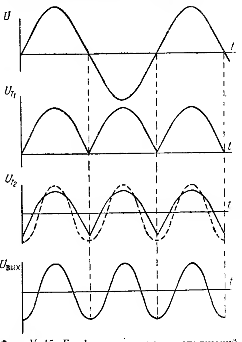
Примерами разнообразных устройств с насыщающимися стальными цепями могут служить рассмотренные ранее магнесины и ин-

дуктивные датчики, реагирующие на направление земного магнитного поля. Простейшим примером электронного удвоителя частоты



Фиг. V. 14. Схема электронного удвоителя частоты.

может служить двухполупериодный выпрямитель с настроенным в резонанс трансформатором в анодной цепи. Такой удвоитель частоты (фиг. V. 14) особенно удобен в схемах с электроникой, так как большинство из них уже включает в себя выпрямитель. Для удвоения частоты в этом случае можно использовать этот же выпрямитель, включив в его анодную цепь трансформатор (Тр. 2), вторичная цепь которого с помощью конденсатора C настраивается на частоту 2ω, равную удвоенной частоте переменного напряжения источника питания U.



Фиг. *V. 15.* Графики изменения напряжений в электронном удвоителе. частоты.

Графики процессов, происходящих в схеме удвоителя, показаны на фиг. V. 15. Здесь $U=U_m \sin\omega t$ — переменное напряжение питания, подаваемое на вход двухполупериодного выпрямителя, $U_{т1}$ — кривая выпрямленного напряжения, подаваемого на вход Тр. 2. Кривая $U_{т2}$ показывает форму напряжения, снимаемого со вторичной обмотки Тр. 2 и имеющего, как видно, удвоенную по сравнению с U частоту.

Если нагрузка $Z_н$ обладает индуктивностью (например, сопротивление обмотки электродвигателя или реле), то, включив конденсатор C такой величины, чтобы настроить контур $C—Z_н$ на собственную частоту 2ω, получим форму выходного напряжения $U_{вых}=U_{вых\,m}\sin 2\,\omega\,t$, близкую к синусоидальной [см. зависимость $U_{вых}(t)$ фиг. V. 15].

Существуют другие более сложные и совершенные схемы как удвоения, так и деления частоты, на которых здесь останавливаться не будем.

§ V. 3. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. Принцип действия магнитного усилителя

Магнитным усилителем называется электромагнитное устройство, использующее зависимость магнитной проницаемости ферромагнитных материалов на переменном токе от величины постоянного подмагничивающего магнитного поля для усиления входного сигнала, создающего или изменяющего это подмагничивающее поле.

Эффективность усиления входного сигнала характеризуется коэффициентом усиления магнитного усилителя. Если магнитный усилитель предназначается для усиления мощности входного сигнала, то его характеризуют коэффициентом усиления мощности

$$K_P=\frac{P_н-P_{н0}}{P_=},$$

где $P_=$ — мощность входного сигнала;

$P_н$ — мощность, выделяемая в сопротивлении нагрузки;

$P_{н0}$ — мощность, выделяемая в сопротивлении нагрузки при $P_==0$.

Если магнитный усилитель предназначен для усиления малых напряжений входного сигнала, то его характеризуют коэффициентом усиления напряжения

$$K_U=\frac{U_н-U_{н0}}{U_=},$$

где обозначения соответствуют предыдущей формуле.

В последние годы в схемах автоматики магнитные усилители получили широкое распространение, что обусловлено рядом их достоинств, к числу которых следует отнести:

1) отсутствие движущихся частей, т. е. надежность работы и долговечность;

2) нечувствительность к значительным перегрузкам;

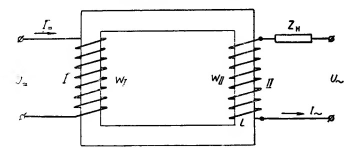
3) возможность усиления малых (до 10^{-12} *вт*) мощностей;

4) высокий коэффициент усиления, значительно бо́льший, чем у электронных усилителей с равным числом каскадов;

5) простота усиления малых постоянных сигналов в отличие от электронных усилителей;

6) возможность простого суммирования нескольких сигналов, подаваемых одновременно на вход усилителя. Для этого достаточно предусмотреть на входе усилителя соответствующее число управляющих обмоток.

Наиболее существенным недостатком магнитных усилителей является их инерционность, определяемая индуктивностью управляющей обмотки и доходящая до десятых долей секунды. Наиболее сильно этот недостаток сказывается при использовании магнитных усилителей в следящих системах. Однако в большинстве случаев, встречающихся на практике, инерционность магнитных усилителей укладывается в допустимые пределы, что позволяет использовать их во многих схемах автоматики. Они применяются,



Фиг. V. 16. Дроссель с подмагничиванием.

например, при усилении термоэ. д. с., в следящих системах автопилотов и т. п.

Инерционность магнитных усилителей растет с увеличением коэффициента усиления, поэтому там, где она играет существенную роль в работе устройства, нецелесообразно применять магнитные усилители с коэффициентом усиления более 100—200. При необходимости большего усиления включают несколько магнитных усилителей друг за другом (каскадно). При этом общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных усилителей, а общая постоянная времени (инерционность) равна сумме постоянных времени отдельных усилителей. Применение повышенной частоты источника питания уменьшает инерционность магнитных усилителей.

Теория и расчет магнитных усилителей, разработанные в Советском Союзе М. А. Розенблатом, А. А. Фельдбаумом и другими учеными, как и для большинства других устройств, использующих нелинейные зависимости, представляют значительные трудности при изучении. Поэтому мы ограничимся изложением принципа работы магнитного усилителя и характеристикой отдельных типов конструкций магнитных усилителей.

Для уяснения принципа действия магнитного усилителя рассмотрим работу дросселя, изображенного на фиг. V. 16.

Управляющая обмотка I этого дросселя питается постоянным напряжением входного сигнала $U_=$ и называется часто подмагничивающей обмоткой. Обмотка II питается переменным напряжением $U_\sim$ через сопротивление нагрузки $Z_н$. Величина переменного тока в этой обмотке равна

$$I_\sim = \frac{U_\sim}{Z} = \frac{U_\sim}{\sqrt{R_0^2 + (\omega L + X_н)^2}}, \qquad (V.3)$$

где R_0 — сумма активного сопротивления обмотки II и нагрузки;

ω — частота напряжения $U_\sim$;

$X_н$ — реактивное сопротивление нагрузки;

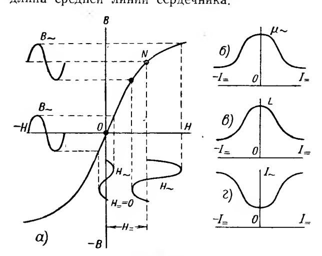
L — индуктивность обмотки II, зависящая, как известно, от магнитной проницаемости $\mu_\sim$ стального сердечника на переменном токе:

$$L\,[гн] = \frac{0{,}4\pi w_{II}^2\,10^{-8}}{R_{ст}} = \frac{0{,}4\pi w_{II}^2\,10^{-8}}{\dfrac{l_м}{\mu_\sim S_м}} = \frac{0{,}4\pi w_{II}^2 S_м}{l_м}\mu_\sim 10^{-8}, \qquad (V.4)$$

где w_{II} — число витков обмотки II;

$S_м$ — площадь сечения стального сердечника;

$l_м$ — длина средней линии сердечника.



Фиг. V.17. Графики зависимостей для магнитного усилителя.

Если к обмотке I дросселя приложено постоянное по амплитуде синусоидальное напряжение $U_\sim$, то, пренебрегая потерями, можно считать, что магнитный поток и магнитная индукция в дросселе изменяются также синусоидально. Если подмагничивающая обмотка I отсутствует, т. е. $H_= = 0$, то, как видно из фиг. V.17,*а*, напряженность переменного магнитного поля $H_\sim$ пропорциональна

величине индукции $B_\sim$ (средняя рабочая точка O на кривой намагничивания материала дросселя). При наличии дополнительного постоянного подмагничивания $H_=$, создаваемого обмоткой I, средняя рабочая точка N смещается на нелинейный участок кривой намагничивания. В этом случае при одинаковой амплитуде $B_\sim$ амплитуда $H_\sim$ резко увеличивается и величина магнитной проницаемости на переменном токе стального сердечника

$$\mu_\sim = \frac{B_\sim}{H_\sim}$$

уменьшается. Примерный вид зависимости $\mu_\sim$ от подмагничивающего тока показан на фиг. V. 17,*б*. Следовательно, и индуктивность L обмотки II будет зависеть (фиг. V. 17,*в*) от величины управляющего (подмагничивающего) постоянного тока $I_=$. Если переменное напряжение $U_\sim$ постоянно по амплитуде, то из формулы (V. 3) следует, что ток $I_\sim$, а значит, падение напряжения и мощность в нагрузке зависят от величины $I_=$ (фиг. V. 17,*г*).

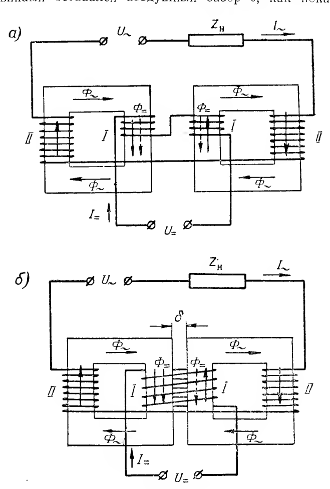
Если кривая намагничивания материала сердечника (фиг. V. 17,*а*) обладает большой крутизной линейной части, то при этом оказывается возможным значительно изменять напряжения и мощность в нагрузке за счет небольших изменений величины входного сигнала $U_=$, т. е. усиливать этот входной сигнал. Этот принцип и используется в магнитных усилителях.

2. Простейший магнитный усилитель

Обмотка II дросселя, изображенного на фиг. V. 16, создает переменный магнитный поток $\Phi_\sim$ в стальном сердечнике. Этот переменный магнитный поток будет индуктировать в управляющей обмотке I электродвижущую силу, накладывающуюся на входной сигнал $U_=$ и искажающую его. Для устранения этого явления простейший магнитный усилитель собирается, как показано на фиг. V. 18,*а*, из двух одинаковых сердечников. При этом обмотка II наматывается на оба сердечника так, чтобы направление потоков $\Phi_\sim$, создаваемых двумя ее частями во внутренних сторонах сердечников, было противоположным. Тогда электродвижущие силы, индуктированные в двух частях обмотки I магнитными потоками $\Phi_\sim$, будут взаимно компенсироваться, и искажения управляющего сигнала не произойдет. При наличии управляющего сигнала компенсация не может быть идеальной ввиду появления четных гармоник (в одном сердечнике магнитный поток равен $-\Phi_\sim - \Phi_=$, а в другом $+\Phi_\sim - \Phi_=$), однако искажением управляющего сигнала вследствие этого явления практически можно уже пренебречь.

Два сердечника, показанные на фиг. V. 18, можно, очевидно, объединить в один трехстержневой сердечник с управляющей обмоткой, расположенной на среднем стержне. Однако при этом в среднем стержне переменный магнитный поток отсутствует совсем, а в крайних стержнях он удваивается. Конструкция магнитопрово-

да получается нерациональной, так как при прочих равных условиях площадь сечения крайних стержней приходится увеличивать вдвое. Поэтому в практическом исполнении трехстержневой сердечник разрезают пополам и собирают так, чтобы между его двумя половинами оставался воздушный зазор δ, как показано на



Фиг. V. 18. Простейшие магнитные усилители.

фиг. V. 18,*б*. Тогда каждый магнитный поток $\Phi_\sim$ действует в своей половине сердечника, и сечение стержней увеличивать не надо. Управляющая обмотка *I* наматывается при этом сразу на две половины внутреннего стержня. Изготовление и сборка такой конструкции сложнее, чем двухсердечникового магнитного усилителя.

Преимуществом трехстержневой конструкции магнитного усилителя является также меньшая мощность управляющей обмотки, потребная для создания одинакового с двухсердечниковой конструк-

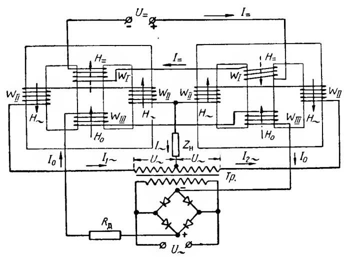
цией подмагничивающего поля $\Phi_=$, так как в данном случае одни и те же ампервитки $I_= W_I$ расходуются на одновременное создание обоих потоков $\Phi_=$.

Коэффициент усиления простых магнитных усилителей равен примерно 50—250.

3. Дифференциальный магнитный усилитель

Основными недостатками простых магнитных усилителей, ограничивающими их применение, являются, как видно из фиг. V. 17,*г*:

1) нечувствительность к полярности входного (управляющего) сигнала. Ток $I_\sim$ в выходной обмотке одинаков как при $+I_=$, так и при $-I_=$;



Фиг. V. 19. Дифференциальный магнитный усилитель.

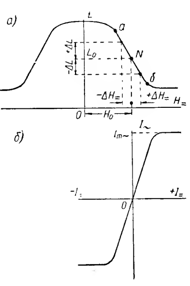
2) при управляющем сигнале, равном нулю, ток в выходной обмотке не может быть сделан равным нулю, так как величина индуктивности L дросселя не может быть равна бесконечности ни при каких значениях $I_=$. Следовательно, в выходной обмотке всегда будет какой-то начальный ток. Это, помимо неудобства использования магнитного усилителя, вызывает бесполезный дополнительный расход электрической мощности в выходной обмотке при отсутствии управляющего сигнала.

Указанные недостатки устраняются применением мостовой и дифференциальной схем. Для дифференциальной схемы включения двух простых магнитных усилителей, показанной на фиг. V. 19, ток в нагрузке $I_\sim = I_{1\sim} - I_{2\sim}$. При одинаковых параметрах двух половин схемы и отсутствии управляющего сигнала $I_{1\sim} = I_{2\sim}$ начальный ток в нагрузке отсутствует. Однако ток в нагрузке будет равняться нулю и при наличии управляющего сигнала, так как параметры обеих половин схемы изменяются при этом одинаково.

Для создания разностного тока $I_{\sim}$ и чувствительности к полярности управляющего сигнала в дифференциальном магнитном усилителе применяется специальная обмотка *III* дополнительного постоянного подмагничивания, создающая постоянную по величине и направлению напряженность магнитного поля

$$H_0 = \frac{I_0 w_{III}}{l_м}.$$

Назначением этого магнитного поля при отсутствии управляющего сигнала является, как видно из фиг. V. 20,*а*, смещение рабочей точки N магнитного усилителя с оси симметрии кривой $L = f(H_{=})$ на один из падающих ее участков (*а—б*). Управляющий сигнал $U_{=}$ создает магнитное поле напряженностью $H_{=}$, в одном из сердечников совпадающее с полем обмотки *III*, а в другом сердечнике направленное противоположно. При $U_{=} = 0$ значение $I_{1\sim} = I_{2\sim}$ и ток в нагрузке $I_{\sim} = 0$. При появлении управляющего сигнала подмагничивание одного сердечника увеличивается $(+\Delta H_{=})$, т. е. индуктивность соответствующей обмотки *II* уменьшается $(-\Delta L)$, и ток в ней увеличивается. Подмагничивание другого сердечника уменьшается $(-\Delta H_{=})$, т. е. индуктивность соответствующей обмотки *II* увеличивается $(+\Delta L)$, и ток в ней уменьшается. При этом в нагрузке $Z_н$ появляется разностный ток $I_{1\sim} - I_{2\sim}$.



Фиг. V. 20. Характеристика дифференциального магнитного усилителя.

При изменении полярности управляющего сигнала фаза разностного тока в нагрузке меняется на 180°.

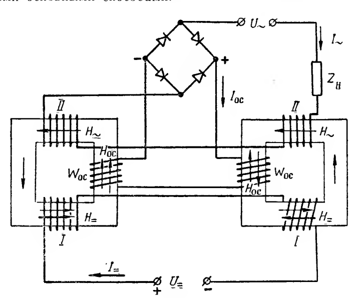
Общая характеристика дифференциального магнитного усилителя показана на фиг. V. 20,*б*. Чтобы добиться ее линейности, необходимо, очевидно, совместить рабочий участок изменения управляющего сигнала с прямолинейным участком кривой $L = f(H)$, а величину тока I_0 обмотки *III* дополнительного постоянного подмагничивания подобрать так, чтобы рабочая точка N находилась приблизительно в середине этого участка (*а—б* на фиг. V. 20,*а*).

При достижении насыщения материала сердечника резко уменьшается индуктивность выходной обмотки, однако величина тока $I_{\sim}$ в ней не может увеличиваться беспредельно, так как она ограничивается активным сопротивлением нагрузки и самой обмотки. Поэтому даже при очень больших управляющих сигналах величина $I_{\sim}$ не может стать больше, чем $I_{\sim m}$ (фиг. V. 20,*б*). Этим объ-

ясняется нечувствительность магнитных усилителей к значительным перегрузкам, что выгодно отличает их от большинства других усилителей.

4. Способы повышения коэффициента усиления и чувствительности магнитных усилителей

Повышение коэффициента усиления и снижение порога чувствительности магнитных усилителей могут быть достигнуты следующими основными способами:



Фиг. V.21. Простой магнитный усилитель с обратной связью.

а) Применением специальных магнитных сплавов. Для магнитных усилителей на мощность менее 1 *вт* применяются сердечники из железоникелевых сплавов типа пермаллоя. При этом для одинакового изменения магнитной проницаемости требуется напряженность $H_=$ подмагничивающего поля, в 10—20 раз меньшая по сравнению с сердечником, изготовленным из высококачественной трансформаторной стали. Применение пермаллоя для более мощных магнитных усилителей нецелесообразно, так как при этом за счет меньших значений рабочей индукции у пермаллоя приходится значительно увеличивать габариты по сравнению с магнитным усилителем, собранным на электротехнической стали.

б) Повышением частоты источника питания. Если пренебречь потерями в сердечнике на перемагничивание и вихревые токи, то можно считать, что коэффициент усиления пропорционален частоте напряжения источника питания. Наиболее ра-

ционально использование частоты порядка 400—500 *гц*, являющейся стандартной для современных авиационных умформеров.

в) Применением резонансных схем. Используя явление резонанса (§ II. 3), можно получить весьма значительное повышение коэффициента усиления. В резонансных магнитных усилителях либо параллельно, либо последовательно с нагрузкой включается соответствующим образом подобранная емкость. Такие усилители, однако, могут работать лишь при высокой стабильности источника напряжения питания по частоте и амплитуде.

г) Применением положительной обратной связи. При наличии обратной связи (фиг. V. 21) большая часть подмагничивающих ампервитков создается обмоткой обратной связи w_{oc} и лишь небольшая часть — управляющей обмоткой. Чем больше обратная связь, тем меньший управляющий сигнал нужен для создания одного и того же тока в выходной обмотке. Магнитные усилители с обратной связью подробнее рассматриваются ниже.

д) Каскадным (последовательно друг за другом) включением магнитных усилителей.

Одновременным использованием нескольких указанных выше способов можно еще более значительно повысить коэффициент усиления и чувствительность магнитного усилителя.

5. Магнитный усилитель с обратной связью

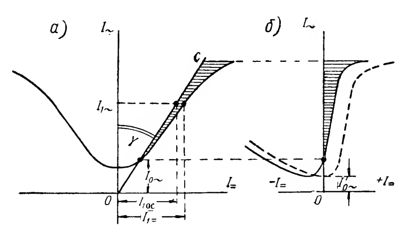
Схема простого магнитного усилителя с обратной связью показана на фиг. V. 21. Здесь переменный ток $I_{\sim}$ выходной обмотки *II* выпрямляется с помощью твердых выпрямителей и подается в обмотку обратной связи w_{oc}, создавая дополнительное подмагничивающее поле с напряженностью H_{oc}, пропорциональной величине выходного тока $I_{\sim}$. Дополнительное подмагничивающее поле обмотки обратной связи, в свою очередь, еще больше увеличивает выходной ток, и, таким образом, при одинаковом управляющем сигнале общий коэффициент усиления значительно повышается, доходя до 3000—5000.

На фиг. V. 22,*а* показаны одновременно характеристика $I_{\sim}=f(I_{=})$ магнитного усилителя без обратной связи и характеристика (прямая *OC*) обмотки обратной связи $I_{oc}=kI_{\sim}$, где $k=\frac{I_{oc}}{I_{\sim}}=\operatorname{tg}\gamma$. Для получения тока $I_{1\sim}$ в выходной обмотке при отсутствии обратной связи необходим постоянный ток $I_{1=}$ подмагничивания, создаваемый полностью управляющей обмоткой. При наличии обратной связи для создания тока $I_{1\sim}$ необходим такой же постоянный ток $I_{1=}$, но теперь значительная его часть I_{1oc} будет создаваться обмоткой обратной связи и лишь небольшая часть $(I_{1=}-I_{1oc})$ должна создаваться управляющей обмоткой. При отрицательных управляющих сигналах обмотка обратной связи противодействует управляющей обмотке, и управляющий ток должен быть значительно больше: $I_{=}=I_{1=}+I_{1oc}$.

Следовательно, характеристика магнитного усилителя с обратной связью оказывается в данном случае сдвинутой влево на угол γ и может быть изображена кривой фиг. V. 22,*б*.

Отметим, что характеристика обратной связи и характеристика $I_{\sim}=f(I_{=})$ на фиг. V. 22,*а* были построены в одинаковом масштабе, причем предполагалось для упрощения, что числа витков обмотки обратной связи и управляющей обмотки одинаковы. В общем случае необходимо было бы строить кривые $I_{\sim}$ в зависимости от ампервитков (а не токов) обмотки обратной связи и управляющей обмотки.

При увеличении обратной связи, т. е. угла γ, увеличивается коэффициент усиления магнитного усилителя. Однако, как легко за-



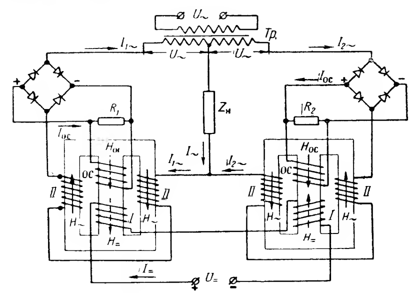
Фиг. V. 22. Характеристика простого магнитного усилителя с обратной связью.

метить из фиг. V. 22, при этом увеличивается и начальный ток $I_{0\sim}$ в выходной обмотке при отсутствии управляющего сигнала.

Для устранения этого явления в простых магнитных усилителях с обратной связью часто применяют вспомогательную обмотку, создающую постоянное подмагничивание $H_{всп}$, направленное навстречу подмагничивающему полю обмотки обратной связи. При этом вся характеристика магнитного усилителя перемещается вправо вдоль горизонтальной оси (пунктир на фиг. V. 22,*б*). Величину тока $I_{всп}$ во вспомогательной обмотке подбирают так, чтобы начальный ток $I'_{0\sim}$ в выходной обмотке был минимальным.

Простой магнитный усилитель с обратной связью не реагирует (практически) на полярность сигнала и обладает начальным током в выходной обмотке. Эти недостатки устраняются применением дифференциальной схемы включения двух магнитных усилителей с обратной связью, показанной на фиг. V. 23. Отличием от схемы, изображенной на фиг. V. 19, является отсутствие дополнительной

обмотки *II* постоянного подмагничивания для смещения рабочей точки, роль которой в данном случае играет обмотка обратной

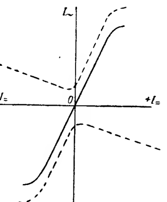


Фиг. V. 23. Дифференциальный магнитный усилитель с обратной связью.

связи. Ампервитки обмотки обратной связи создают автоматическое смещение рабочей точки на падающий участок характеристики $L=f(I_=)$ при соответствующем выборе коэффициента ($k=\text{tg}\ \gamma$) обратной связи.

Работа такого магнитного усилителя с учетом обратной связи принципиально не отличается от работы усилителя, изображенного на фиг. V. 19.

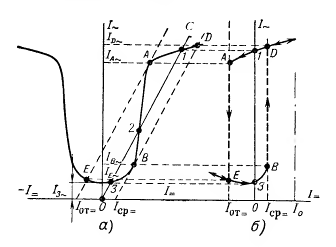
Характеристики токов $I_{1\sim}$ и $I_{2\sim}$ в выходных обмотках отдельных усилителей показаны пунктиром на фиг. V. 24. Здесь же сплошной линией показана общая характеристика усилителя, т. е. зависимость разностного тока $I_\sim = I_{1\sim} - I_{2\sim}$ в нагрузке от величины тока $I_=$ в управляющей обмотке. Ток в выходной обмотке равен нулю при нулевом токе в управляющей обмотке и меняет фазу на 180° при изменении полярности управляющего тока. Сопротивления R_1 и R_2 служат для регулирования коэффициента усиления и для установки нуля усилителя.



Фиг. V. 24. Характеристика дифференциального магнитного усилителя с обратной связью.

6. Применение магнитного усилителя в качестве бесконтактного реле

Магнитный усилитель с обратной связью легко превратить в бесконтактное реле, аналогичное по характеристикам электронному бесконтактному реле. Действительно, при достаточно большом коэффициенте обратной связи прямая OC обратной связи пересекает (фиг. V. 25,*а*) характеристику магнитного усилителя в трех точках, если ток в управляющей обмотке $I_{=}=0$. Как выяснено в § III. 9, условию устойчивого равновесия соответствует только точка *3*, и ток в нагрузке будет равен $I_{\sim}$. Если теперь постепенно увеличивать ток $I_{=}$, то прямая обратной связи будет перемещаться параллельно самой себе вправо до точки B. Ток $I_{\sim}$ будет плавно изменяться от величины $I_{3\sim}$ до величины $I_{B\sim}$. При любом дальнейшем увеличении $I_{=}$ рабочая точка системы скачком перемещается во второе устойчивое положение (точка D), а ток в нагрузке скачком увеличивается до значения I_D (фиг. V. 25,*б*), и при дальнейшем увеличении $I_{=}$ меняется незначительно. Таким образом, значение $I_{=}=I_{ср=}$ соответствует току «срабатывания» схемы. Если теперь уменьшать ток $I_{=}$, то до точки A (т. е. до величины $I_{=}=I_{от=}$) изменение тока $I_{\sim}$ соответствует кривой $D—A$ на фиг. V. 25,*б*. При дальнейшем уменьшении $I_{=}$ ток $I_{\sim}$ скачком уменьшается от значения $I_{A\sim}$ до значения $I_{E\sim}$ и при дальнейшем уменьшении $I_{=}$ меняется незначительно. Таким образом, значение $I_{=}=I_{от=}$ соответствует току «отпускания» схемы.



Фиг. V. 25. Характеристики магнитного усилителя в режиме реле.

Полученное устройство обладает, как видно, характеристикой бесконтактного поляризованного реле, так как реагирует на полярность управляющего сигнала.

Чтобы получить характеристику, аналогичную характеристике электромагнитного нейтрального реле, необходимо применить дополнительную подмагничивающую обмотку с постоянным подмагничивающим током I_0. Тогда вся характеристика, показанная на фиг. V. 25,*б*, сместится вправо на величину I_0.

Описанное бесконтактное реле, обладая высокой чувствительностью (мощность срабатывания до 10^{-12} *вт*), получает все большее применение в автоматике. К недостаткам его относится зависимость работы от колебаний напряжения, сопротивления нагрузки и температуры окружающей среды.

ГЛАВА VI

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД

Электрическим приводом называется устройство, предназначенное для приведения в действие некоторого исполнительного механизма и состоящее из трех основных элементов: электродвигателя, кинематической передачи от электродвигателя к исполнительному механизму и аппаратуры для управления электродвигателем.

Первый в истории техники реальный электропривод был создан в 1838 г. в России академиком Б. С. Якоби на основе изобретенного им электродвигателя постоянного тока. Б. С. Якоби применил свой электропривод для приведения в движение катера. Его катер плавал по реке Неве с 10—12 пассажирами, развивая скорость 4,8 *км* в час.

Тогда же Б. С. Якоби осуществил и первый тяговый электропривод, построив тележку с электродвигателем.

Работы Б. С. Якоби получили широкую мировую известность и открыли как историю электродвигателя, так и историю электропривода.

Широкое промышленное применение электропривод получил после создания М. О. Доливо-Добровольским системы трехфазного тока и изобретения им простого, надежного и дешевого асинхронного двигателя.

Основы теории электропривода были заложены впервые также в России Д. А. Лачиновым. Его капитальный труд «Электромеханическая работа», опубликованный в 1880 г. в журнале «Электричество», был посвящен анализу основных параметров и характеристик электрического привода и электрических двигателей.

Широкое применение электропривода в Советском Союзе базировалось на теоретических и практических работах советских ученых В. К. Попова, В. С. Кулебакина, К. И. Шенфера, М. П. Костенко, А. Г. Иосифьяна и других.

В автоматике электропривод используется в большинстве следящих систем, в счетно-решающих и измерительных автоматических приборах, в автопилотах, для приведения в действие отдельных исполнительных органов и т. п.

Автоматика предъявляет определенные требования к отдельным элементам электропривода, например, необходимость широкого

диапазона и простоты регулирования скорости вращения электродвигателя, малые габариты и вес электродвигателя при относительно большой его механической мощности, малая инерционность, небольшой момент трения и т. п.

Вследствие этого в автоматике широкое применение получили только некоторые типы электродвигателей, а именно:

а) двигатель постоянного тока с независимым возбуждением;

б) двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением;

в) двухфазный асинхронный двигатель переменного тока.

Рассмотрению основных вопросов электропривода с использованием таких двигателей и посвящена настоящая глава.

§ VI. 1. ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1. Уравнение движения электропривода

Применимость электропривода к той или иной задаче может быть оценена только с помощью изучения его поведения в зависимости от характера изменения вращающего момента электродвигателя, момента сопротивления на валу электродвигателя и режима работы электропривода. Необходимые выводы получаются путем решения основных уравнений движения, даваемых механикой.

Как известно из механики, сумма всех сил, действующих в любой момент времени на некоторое физическое тело, должна быть равна нулю. Для вращательного движения тела вокруг некоторой оси силы могут быть заменены моментами, поэтому уравнение движения электропривода можно записать так:

$$M_{\text{вр}} - M_{\text{с}} - M_{\text{и}} = 0, \qquad \text{(VI. 1)}$$

если все моменты, способствующие движению, считать положительными, а все моменты, препятствующие движению,— отрицательными и все моменты считать приведенными к оси электродвигателя.

В уравнении (VI. 1)

$M_{\text{вр}}$— вращающий момент электродвигателя;

$M_{\text{с}}$— момент сопротивления вращению, состоящий из момента собственного трения $M_{\text{т}}$ и момента нагрузки $M_{\text{н}}$, преодолеваемых электродвигателем и приведенных к его оси. Обычно величина момента трения не больше нескольких процентов от $M_{\text{н}}$, и поэтому момент сопротивления определяется в основном моментом нагрузки $M_{\text{н}}$, создаваемым исполнительным механизмом, т. е.

$$M_{\text{с}} = M_{\text{т}} + M_{\text{н}} \approx M_{\text{н}};$$

$M_{\text{и}} = J \dfrac{d\omega}{dt}$ — динамический момент (инерции), создаваемый вращающимися массами электродвигателя, сочлененными с ним вращающимися массами исполнительного механизма и вращающимися массами кинематической передачи от электродвигателя к

исполнительному механизму, также приведенный к оси электродвигателя;

J — момент инерции вращающихся масс, приведенный к оси электродвигателя;

ω — угловая скорость вращения оси электродвигателя;

$\frac{d\omega}{dt}$ — угловое ускорение оси электродвигателя.

При разгоне электродвигателя вращающий момент больше момента сопротивления, т. е. ускорение $\frac{d\omega}{dt} > 0$, и уравнение электропривода обычно записывается в виде

$$M_{вр} - M_с = J\frac{d\omega}{dt}. \qquad (VI.2)$$

При торможении ускорение $\frac{d\omega}{dt} < 0$ и $M_в < 0$. Установившийся режим работы электропривода наступает тогда, когда вращающий момент станет равным моменту сопротивления, т. е.

$$M_{вр} = M_с.$$

При этом ускорение $\frac{d\omega}{dt} = 0$, т. е. электродвигатель будет вращаться с некоторой постоянной скоростью $\omega_у$.

Механическая мощность

$$P_м = M_{вр}\omega. \qquad (VI.3)$$

Вращающий момент электродвигателя максимален при скорости $\omega = 0$. Этот вращающий момент обычно называют пусковым моментом ($M_п$), а величина вращающего момента при $\omega \neq 0$ обычно записывается в виде

$$M_{вр} = M_п - c\omega, \qquad (VI.4)$$

где c — постоянный коэффициент, характеризующий так называемое «вязкое» трение электродвигателя, создаваемое противоэ. д. с. якоря.

Это выражение показывает, что вращающий момент уменьшается с ростом скорости вращения, и справедливо для большинства электродвигателей.

Для установившегося вращения

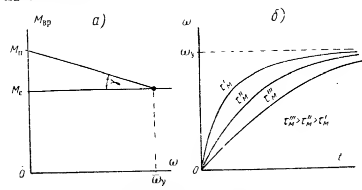
$$M_{вр} = M_п - c\omega_у = M_с,$$

откуда

$$\omega_у = \frac{M_п - M_с}{c}. \qquad (VI.5)$$

Учитывая, что пусковой момент электродвигателя при заданном напряжении питания есть величина постоянная, можно считать, что установившаяся скорость вращения электропривода будет тем меньше, чем больше момент сопротивления на валу двигателя. Поэтому если от электропривода требуется постоянство скорости уста-

новившегося вращения при возможных колебаниях момента сопротивления, то характеристика $M_{вр}=f(\omega)$ электродвигателя (фиг. VI. 1,*а*) должна быть выбрана так, чтобы величина $c=\operatorname{tg}\gamma$ была максимальной.



Фиг. VI. 1. Графики изменения вращающего момента и скорости вращения электропривода.

Если скорость вращения электродвигателя выражать в числах оборотов в минуту n, то она равна

$$\omega=\frac{2\pi n}{60}, \tag{VI. 6}$$

а уравнение (VI. 2) можно записать в виде

$$M_{вр}-M_c=\frac{2\pi}{60}J\frac{dn}{dt}. \tag{VI. 7}$$

В теории электропривода часто оперируют не с моментами инерции J, а с маховыми моментами вращающихся тел GD^2, где G — вес, а D — диаметр вращающегося тела. Так как момент инерции равен произведению массы $m=\frac{G}{g}$ (где $g=9{,}81$ *м/сек²* — ускорение силы тяжести) на квадрат радиуса инерции $\rho=\frac{D}{2}$, то можно записать

$$J=m\rho^2=\frac{GD^2}{4g}, \tag{VI. 8}$$

и уравнение электропривода в этом случае принимает вид

$$M_{вр}-M_c=\frac{2\pi}{60}\frac{GD^2}{4\cdot 9{,}81}\frac{dn}{dt}=\frac{GD^2}{375}\frac{dn}{dt}, \tag{VI. 9}$$

где вес G выражен в килограммах, а моменты — в килограммометрах.

Из выражения (VI. 8) следует вывод о необходимой конструктивной форме электродвигателей, применяемых в автоматике. Вес

якоря электродвигателя пропорционален произведению длины L якоря на квадрат его диаметра D:

$$G = k_1 D^2 L,$$

следовательно,

$$J = k_2 D^4 L,$$

т. е. пропорционален длине якоря в первой степени и диаметру якоря в четвертой степени. Отсюда ясно, что для обеспечения требования меньшей инерционности электродвигателя, применяемого в автоматике, желательно при одинаковом весе иметь электродвигатель более длинный и меньшего диаметра. Именно такие электродвигатели и получили преимущественное распространение в автоматике.

Если вращающий момент электродвигателя выражать в килограммометрах, то для определения его механической мощности в ваттах получим равенство

$$P_{м}\,[вт] = gM_{вр}\omega = \frac{2\pi}{60}\,9{,}81\,M_{вр}n = 1{,}026M_{вр}n.$$

Для номинальных значений $M_{вр} = M_N$ и $n = n_N$

$$P_{м}\,[вт] = 1{,}026M_N n_N \qquad (VI.10)$$

или

$$M_N\,[кгм] = 0{,}974\,\frac{P_{м}[вт]}{n_N\,[об\ мин]}. \qquad (VI.11)$$

Если вращающий момент электродвигателя выражать в граммосантиметрах, то получим соответственно

$$P_{м}\,[вт] = 1{,}026M_N n_N 10^{-5}; \qquad (VI.12)$$

$$M_N\,[гсм] = 0{,}974\,\frac{P_{м}\,[вт]}{n_N\,[об/мин]}\,10^5. \qquad (VI.13)$$

Обычно по крайней мере две величины из входящих в формулы (VI. 10) — (VI. 13) даются в паспорте электродвигателя и могут быть использованы для определения третьей.

Электрическая мощность $P_э$, подводимая к электродвигателю от источника питания, только частично расходуется на создание полезной механической мощности. Другая часть подведенной электрической мощности расходуется бесполезно на нагрев обмоток и стали электродвигателя и преодоление сил трения. Отношение полезной механической мощности

$$P_{м.\,п} = 1{,}026M_{н}n_N$$

к электрической мощности, потребляемой электродвигателем от сети, называется коэффициентом полезного действия электродвигателя:

$$\eta = \frac{P_{м.\,п}}{P_э}\,100\%. \qquad (VI.14)$$

Так как для маломощных двигателей, применяемых в автоматике, обычно можно пренебречь моментом трения, то для них

$$\eta \approx \frac{P_м}{P_э} 100\%. \qquad \text{(VI. 15)}$$

2. Переходные процессы в электроприводе

В большинстве автоматически действующих устройств, особенно в следящих системах, электродвигатель работает в режиме реверсирования, т. е. уменьшения скорости вращения до нуля и затем нарастания ее до установившегося значения в обратном направлении. При этом время изменения скорости, или, как говорят, время переходного режима, определяет качество и точность работы устройства. Поэтому представляет интерес познакомиться с параметрами, определяющими переходные процессы электропривода. Простейшим примером такого переходного процесса является разгон электродвигателя от начального нулевого значения скорости его вращения до какого-то установившегося значения.

Найдем уравнение этого процесса, предполагая, что момент сопротивления $M_с$ постоянен, а вращающий момент электродвигателя уменьшается с увеличением скорости вращения:

$$M_{вр} = M_п - c\omega.$$

Для произвольного момента времени на основании формулы (VI. 2) получим при этом

$$M_п - c\omega - M_с = J\frac{d\omega}{dt}. \qquad \text{(VI. 16)}$$

Для установившегося режима $\frac{d\omega}{dt} = 0$, и уравнение (VI. 16) принимает вид

$$M_п - M_с = c\omega_у,$$

откуда

$$c = \frac{M_п - M_с}{\omega_у}.$$

Подставляя значение c в формулу (VI. 16) и разделяя переменные, получим

$$\frac{d\omega}{\omega - \omega_у} = -\frac{M_п - M_с}{J\omega_у} dt = -\frac{1}{\tau_м} dt, \qquad \text{(VI. 17)}$$

где

$$\tau_м = \frac{J\omega_у}{M_п - M_с} = \frac{J}{c} \qquad \text{(VI. 18)}$$

называется электромеханической постоянной времени электропривода и характеризует быстроту протекания механических переходных процессов электропривода.

Интегрируя выражение (VI. 17), получим

$$\ln(\omega - \omega_у) - \ln c_1 = -\frac{1}{\tau_м} t$$

или

$$\omega - \omega_y = c_1 e^{-\frac{t}{\tau_M}}, \qquad (VI. 19)$$

где c_1 — постоянная интегрирования, определяемая из начальных условий — при $t=0$, $\omega=0$, т. е.

$$c_1 = -\omega_y.$$

Подставляя значение c_1 в формулу (VI. 19), получим окончательно

$$\omega = \omega_y \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_M}}\right). \qquad (VI. 20)$$

Графики этой зависимости при разных значениях $\tau_м$ показаны на фиг. VI. 1,*б*. Как видно, при увеличении $\tau_м$ увеличивается длительность переходного процесса электропривода, поэтому $\tau_м$ является одной из его важнейших характеристик.

Теоретически скорость вращения ω, как это следует из равенства (VI. 20), достигает своего установившегося значения ω_y лишь через бесконечно большое время. Практически же можно считать, что $\omega = \omega_y$ уже через интервал времени $t = 5\tau_м$, так как при этом ω будет отличаться от ω_y всего на 0,64%.

Обмотки электродвигателя обладают как активным, так и индуктивным электрическим сопротивлением. Поэтому при включении электродвигателя на напряжение источника питания токи в его обмотках достигают своего установившегося значения не мгновенно, а через некоторый промежуток времени, определяемый соотношением между индуктивностью L и активным сопротивлением R обмоток электродвигателя. Следовательно, и вращение оси электродвигателя начинается не сразу, а с каким-то запаздыванием.

Отношение

$$\tau_э = \frac{L}{R}$$

называется электромагнитной постоянной времени электродвигателя и характеризует скорость электрических переходных процессов в его обмотках. Чем больше $\tau_э$, тем медленнее нарастает ток в обмотке, так как индуктивность всегда препятствует любому изменению тока в электрической цепи.

Следовательно, переходный режим работы электропривода, вообще говоря, представляет собой сложное явление, состоящее из механического и электромагнитного процессов, взаимно между собой связанных и обусловленных механической инерцией вращающихся масс, с одной стороны, и электромагнитной инерцией электрической цепи электродвигателя, — с другой.

В большинстве случаев влияние электромагнитной инерции на переходный процесс электропривода невелико и должно учитываться только в специальных случаях, когда электромагнитное запаздывание электродвигателя составляет заметную часть общего запаздывания схемы, управляющей электродвигателем. Такая

необходимость может встретиться, например, в малоинерционных следящих системах, управляемых практически безинерционными электронными реле.

3. Приведение параметров электропривода

В уравнение движения электропривода входят три основные величины: моменты, угловые скорости и моменты инерции. В электроприводах автоматики ось электродвигателя и ось исполнительного механизма в большинстве случаев разделяются с помощью редуктора, понижающего скорость вращения исполнительной оси по сравнению с осью электродвигателя. Поэтому для решения уравнения движения электропривода необходимо привести все величины к одной какой-то оси — либо электродвигателя, либо исполнительного механизма.

Рассмотрим простейшие формулы приведения, считая, что между осью электродвигателя и осью исполнительного механизма имеется понижающий редуктор с передаточным числом $\frac{n_*}{n} = i = \frac{\omega_*}{\omega} > 1$. Все величины, относящиеся к оси исполнительного механизма, будем записывать без индекса, а все величины, относящиеся к оси электродвигателя,— с индексом в виде звездочки ($_*$).

Тогда для скоростей вращения осей непосредственно получим соотношение

$$\omega = \frac{\omega_*}{i}. \tag{VI.21}$$

Из условия равенства механических мощностей (пренебрегая коэффициентом полезного действия редуктора) на обеих осях

$$M\omega = M_*\omega_*$$

получим формулу для приведения вращающего момента на исполнительной оси к оси электродвигателя:

$$M_* = \frac{M\omega}{\omega_*} = \frac{M}{i}. \tag{VI.22}$$

Соответственно момент на оси электродвигателя, приведенный к оси исполнительного механизма, будет

$$M = M_* \frac{\omega_*}{\omega} = M_* i, \tag{VI.23}$$

т. е. вращающий момент электродвигателя после понижающего редуктора вследствие уменьшения скорости будет иметь значительно бо́льшую величину.

Приведение моментов инерции вращающихся масс основано на законе сохранения живой силы:

$$\frac{J\omega^2}{2} = \frac{J_*\omega_*^2}{2},$$

откуда момент инерции исполнительной оси, приведенный к оси электродвигателя, будет равен

$$J_* = J \frac{\omega^2}{\omega_*^2} = \frac{J}{i^2}, \qquad \text{(VI. 24)}$$

а момент инерции оси электродвигателя, приведенный к оси исполнительного механизма, будет

$$J = J_* \frac{\omega_*^2}{\omega^2} = J_* i^2. \qquad \text{(VI. 25)}$$

Коэффициент c выражается отношением

$$c = \frac{M_п - M_с}{\omega_у}$$

и поэтому приводится к оси исполнительного механизма с помощью выражения

$$c = \frac{M_{п*} i - M_с . i}{\frac{\omega_{у*}}{i}} = \frac{M_{п*} - M_{с*}}{\omega_{у*}} i^2 = c_* i^2. \qquad \text{(VI. 26)}$$

Пример 13. Определить уравнение разгона оси исполнительного механизма при включении электродвигателя, если известны:

а) пусковой момент электродвигателя $M_{п*} = 11$ *гсм*;

б) постоянная электродвигателя $c_* = 0,02$ *гсм сек*;

в) момент инерции якоря электродвигателя $J_{я*} = 0,0098$ *гсм сек²*;

г) момент инерции на оси исполнительного механизма $J_и = 2$ *гсм сек²*;

д) момент нагрузки, создаваемый исполнительным механизмом,

$$M_с \approx M_н = 100 \text{ гсм},$$

е) передаточное число редуктора $i = 100$.

Решение: 1) Приводим все параметры электродвигателя к оси исполнительного механизма:

$$M_п = M_{п*} i = 11 \cdot 100 = 1100 \text{ г см},$$

$$J_я = J_{я*} i^2 = 0,0098 \cdot 10\,000 = 98 \text{ г см сек}^2.$$

Суммарный момент инерции на оси исполнительного механизма равен

$$J = J_я + J_и = 98 + 2 = 100 \text{ г см сек}^2.$$

2) Находим величину установившейся скорости исполнительной оси, записывая уравнение движения в форме уравнения (VI. 5):

$$\omega_у = \frac{M_п - M_н}{c} = \frac{1100 - 100}{0,02 \cdot 100^2} = 5 \text{ 1/сек.} = 47,75 \text{ об/мин},$$

что соответствует установившейся скорости вращения оси электродвигателя, равной

$$\omega_{у*} = \omega_у i = 5 \cdot 100 = 500 \text{ 1/сек.} = 500 \frac{60}{2\pi} = 4775 \text{ об/мин}.$$

3) Постоянная времени электропривода

$$\tau_м = \frac{J}{c} = \frac{100}{200} = 0,5 \text{ сек.},$$

и уравнение разгона оси исполнительного механизма

$$n = n_у\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_м}}\right) = 47{,}75\left(1 - e^{-\frac{t}{0{,}5}}\right).$$

Через время $t = 5\tau_м = 5 \cdot 0{,}5 = 2{,}5$ сек. число оборотов оси исполнительного механизма достигнет величины

$$n = 47{,}75\,(1 - e^{-5}) = 47{,}75 \cdot 0{,}9936 \approx 47{,}4 \text{ об/мин},$$

т. е. практически не будет отличаться от установившегося числа оборотов.

§ VI. 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ТИПОВ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Знание характеристик основного элемента электропривода — электродвигателя — необходимо для решения уравнения движения электропривода и исследования характера его работы в разных режимах. При изучении характеристик электродвигателей будем принимать обычные в этом случае допущения, а именно:

а) пренебрегать явлениями насыщения стали магнитопровода;

б) пренебрегать влиянием реакции якоря на магнитное поле обмотки возбуждения;

в) включать в величину момента нагрузки $M_н$ все моменты, связанные с трением в подшипниках и сопротивлением воздуха, т. е. считать, что $M_н = M_c$, и при $M_н = 0$ момент сопротивления на валу электродвигателя отсутствует (идеальный холостой ход);

г) пренебрегать влиянием индуктивности обмоток.

1. Электродвигатели постоянного тока

Если подвести напряжение питания U к заторможенному электродвигателю, то оно будет уравновешиваться падением напряжения IR на сопротивлении R обмотки электродвигателя:

$$U = IR. \qquad \text{(VI. 27)}$$

Значение тока в обмотке заторможенного электродвигателя

$$I = \frac{U}{R} = I_п \qquad \text{(VI. 28)}$$

называют пусковым током.

Если электродвигатель вращается со скоростью ω, то в обмотке его якоря, пересекающей магнитный поток Φ обмотки возбуждения, наводится противоэ. д. с.:

$$e = c_e \Phi \omega = c_п \Phi n, \qquad \text{(VI. 29)}$$

и, следовательно, равенство (VI. 27) примет вид

$$U = IR + e = IR + c_e \Phi \omega, \qquad \text{(VI. 30)}$$

откуда

$$I = \frac{U - c_e \Phi \omega}{R} = \frac{U - c_n \Phi n}{R} \qquad \text{(VI. 31)}$$

или

$$\omega = \frac{U - IR}{c_e \Phi}; \quad n = \frac{U - IR}{c_n \Phi}, \tag{VI. 32}$$

где c_e — конструктивная постоянная электродвигателя при скорости вращения, выражаемой в 1/сек., а c_n — конструктивная постоянная электродвигателя при скорости вращения, выражаемой в об/мин.

Вращающий момент, развиваемый якорем электродвигателя вследствие взаимодействия тока I в якоре с магнитным потоком Φ возбуждения, как известно, может быть записан так:

$$M_{вр} = k_м I \Phi, \tag{VI. 33}$$

где $k_м$ — конструктивная постоянная электродвигателя.

Из теории электрических машин известно, что

$$M_{вр}\,[кгсм] = \frac{pN\Phi}{2\pi 9,81 a} I\, 10^{-8}, \tag{VI. 34}$$

$$e\,[в] = \frac{pN\Phi}{60a} n\, 10^{-8}, \tag{VI. 35}$$

где p — число пар полюсов;
N — количество проводников обмотки якоря;
$2a$ — число параллельных ветвей обмотки якоря;
I — ток в обмотке якоря в a;
n — скорость вращения якоря в об/мин;
Φ — магнитный поток обмотки возбуждения в *мкс*.

Если в эти формулы магнитный поток подставлять не в максвеллах, а в веберах (1 *вб*=1 *в сек*=10^8 *мкс*), то они примут более удобный вид, так как коэффициент 10^{-8} отпадает. Поэтому в дальнейшем будем считать, что магнитный поток выражен в веберах. В этом случае

$$M_{вр} = \frac{pN\Phi}{2\pi 9,81 a} I = k_м \Phi I, \tag{VI. 36}$$

$$e = \frac{pN}{60a} \Phi n = c_n \Phi n \tag{VI. 37}$$

или

$$e = \frac{pN\Phi}{2\pi a} \omega = c_e \Phi \omega. \tag{VI. 38}$$

Из написанных выражений легко найти соотношение между коэффициентами:

$$c_e = \frac{pN}{2\pi a}, \quad c_n = \frac{pN}{60a}, \quad k_м = \frac{pN}{2\pi 9,81 a}, \tag{VI. 39}$$

$$k_м = \frac{c_e}{9,81} = \frac{c_n}{1,028} \tag{VI. 40}$$

и

$$c_e = \frac{60}{2\pi} c_n. \tag{VI. 41}$$

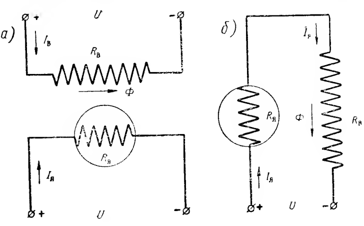
Подставляя выражение для тока из формулы (VI. 31) в равенство (VI. 36), получим окончательно

$$M_{\text{вр}}=\frac{k_{\text{м}}U\Phi}{R}-\frac{k_{\text{м}}c_e\Phi^2}{R}\,\omega \qquad \text{(VI. 42)}$$

или

$$M_{\text{вр}}=\frac{k_{\text{м}}U\Phi}{R}-\frac{k_{\text{м}}c_n\Phi^2}{R}\,n. \qquad \text{(VI. 43)}$$

Для установившегося режима электропривода вращающий момент $M_{\text{вр}}$ электродвигателя должен быть равен моменту $M_{\text{н}}$ нагруз-



Фиг. VI. 2. Основные типы электродвигателей постоянного тока.

ки. Принимая это условие, из равенств (VI. 42) и (VI. 43) можно получить зависимость

$$n=\frac{U}{c_n\Phi}-\frac{M_{\text{н}}R}{k_{\text{м}}c_n\Phi^2} \qquad \text{(VI. 44)}$$

или

$$\omega=\frac{U}{c_e\Phi}-\frac{M_{\text{н}}R}{k_{\text{м}}c_e\Phi^2}, \qquad \text{(VI. 45)}$$

называемую при постоянном напряжении питания U механической характеристикой электродвигателя постоянного тока. Зависимость ω от U при постоянном моменте нагрузки $M_{\text{н}}$ (VI. 32) или (VI. 45) называется скоростной характеристикой электродвигателя.

Эти характеристики могут иметь разный конкретный вид для различных типов электродвигателей. Рассмотрим два типа электродвигателей, получивших преимущественное распространение в автоматике,— электродвигатель с питанием обмотки возбуждения от независимого источника напряжения и электродвигатель с последовательным возбуждением током, проходящим через якорь.

Принципиальные схемы обоих типов электродвигателей показаны на фиг. VI. 2.

Электродвигатели с независимым возбуждением (фиг. VI. 2,*а*). Если пренебречь влиянием реакции якоря на величину магнитного потока Ф обмотки возбуждения, можно считать, что Ф=const в любом режиме работы такого электродвигателя. В автоматике получили широкое распространение также электродвигатели, в которых обмотка возбуждения заменена постоянным магнитом, создающим постоянный поток возбуждения Ф. Такие двигатели обладают значительно меньшими габаритами, просты по устройству, управлению и эксплуатации и обладают значительно лучшими характеристиками.

Если Ф=const, то при постоянном напряжении питания U выражение (VI. 42) для вращающего момента электродвигателя примет вид

$$M_{вр}=M_{п}-c\omega, \qquad (VI.46)$$

где

$$M_{п}=\frac{k_{м}\Phi U}{R_{я}}; \qquad (VI.47)$$

$$c=\frac{k_{м}c_e\Phi^2}{R_{я}}=\frac{(c_e\Phi)^2}{9{,}81R_{я}}; \qquad (VI.48)$$

$R_{я}$ — сопротивление обмотки якоря.

Величина $c_e\Phi$ легко определяется экспериментально в генераторном режиме работы электродвигателя. Если при подключенном к обмотке возбуждения напряжении питания (U) вращать его якорь со скоростью ω, то, измерив э. д. с. e на клеммах обмотки якоря, получим непосредственно

$$c_e\Phi=\frac{e}{\omega}.$$

Такой режим работы применяется, например, при использовании электродвигателя в качестве тахогенератора, когда с его якорной обмотки снимается э. д. с. e, пропорциональная при Ф=const производной от угла поворота его оси α по времени, т. е. скорости вращения оси якоря:

$$e=c_e\Phi\omega=c_e\Phi\frac{d\alpha}{dt}. \qquad (VI.49)$$

Зависимость (VI. 45) скорости электродвигателя с независимым возбуждением от момента нагрузки можно переписать следующим образом:

$$\omega=\frac{U}{c_e\Phi}\left(1-\frac{M_{н}}{\frac{U}{R_{я}}k_{м}\Phi}\right)$$

При моменте нагрузки, равном нулю,

$$\omega=\frac{U}{c_e\Phi}=\omega_{х.х}, \qquad (VI.50)$$

где $\omega_{x.x}$ — так называемая скорость холостого хода ненагруженного электродвигателя. С другой стороны,

$$\frac{U}{R_я} k_м \Phi = M_п,$$

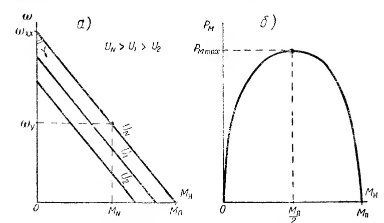
т. е. выражение для ω можно переписать так:

$$\omega = \omega_{x.\,x}\left(1 - \frac{M_н}{M_п}\right). \qquad (VI.51)$$

При постоянном напряжении U это есть уравнение прямой (фиг. VI. 3,*а*), наклоненной к вертикальной оси под углом γ, тангенс которого равен

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{M_п}{\omega_{x.\,x}} = \frac{k_м c_e \Phi^2}{R_я}. \qquad (VI.52)$$

Эта прямая отсекает на оси ординат отрезок, равный $\omega = \omega_{x.x}$, а на оси абсцисс отрезок, равный $M_н = M_п$ (двигатель стоит на месте).



Фиг. VI. 3. Характеристики $\omega = f(M_н)$ и $P_м = f(M_н)$ двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

При изменении напряжения U сдвигается начальная точка $\omega_{x.x}$ прямых, выражающих зависимость $\omega = f(M_н)$, и они перемещаются параллельно самим себе, так как угол γ при этом не меняется. Величина угла γ является одним из важнейших параметров электродвигателя, так как она определяет так называемую «жесткость» его механической характеристики $\omega = f(M_н)$. Чем больше угол γ приближается к 90°, т. е. чем жестче характеристика, тем меньше будет меняться величина установившейся скорости электродвигателя ω_y при колебаниях величины момента нагрузки $M_н$. Это свойство особенно ценно в регуляторах и следящих системах, где электродвигатель постоянного тока обычно используется в режиме постоянной номинальной скорости вращения, как показано в гла-

ве VIII. Из формулы (VI. 52) видно, что для увеличения γ при заданной конструкции электродвигателя необходимо увеличивать отношение $\frac{M_п}{\omega_{x.x}}$, т. е. уменьшать сопротивление $R_я$ обмотки якоря и увеличивать поток возбуждения Φ.

Рассмотрим условия, при которых электродвигатель с независимым возбуждением будет отдавать максимальную механическую мощность:

$$P_м = M_{вр}\omega = M_н\omega.$$

Подставляя в выражение для механической мощности значение ω из равенства (VI. 51), получим

$$P_м = M_н\left(1 - \frac{M_н}{M_п}\right)\omega_{x.x}.$$

Для определения максимума $P_м$ в зависимости от величины $M_н$ приравняем нулю производную от $P_м$ по $M_н$:

$$\frac{dP_м}{dM_н} = \omega_{x.x}\left[-\frac{M_н}{M_п} + \left(1 - \frac{M_н}{M_п}\right)\right] = 0,$$

откуда получим, что максимум механической мощности будет при $M_н = \frac{M_п}{2}$. Подставляя это значение в равенство (VI. 51), найдем, что это условие соответствует скорости вращения оси электродвигателя $\omega = \frac{\omega_{x.x}}{2}$.

Таким образом, электродвигатель с независимым возбуждением отдает максимальную механическую мощность при моменте нагрузки, равном половине пускового момента, что соответствует установившейся скорости вращения, равной половине скорости холостого хода. Естественно, что всегда желательно подбирать параметры электропривода так, чтобы выполнялось это условие.

График зависимости $P_м$ от $M_н$ показан на фиг. VI. 3,*б*.

Для исследования скоростной характеристики обратимся к зависимости (VI. 45):

$$\omega = \frac{U}{c_e\Phi} - \frac{M_н R_я}{k_м c_e \Phi^2}.$$

Эта зависимость также определяет прямую линию, при $M_н = 0$ выходящую из начала координат под углом $\beta = \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega}{U} = \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{c_e\Phi}$ (фиг. VI. 4,*а*). Для значений $M_н \neq 0$ эта прямая перемещается вправо параллельно самой себе.

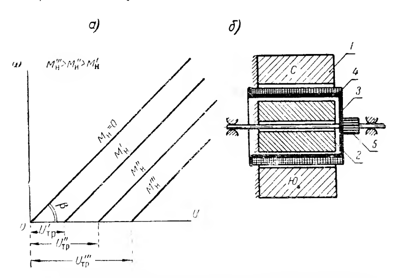
Следовательно, при моментах нагрузки, близких по величине к нулю, зависимость скорости вращения ω от приложенного напряжения прямо пропорциональная. При наличии момента нагрузки электродвигатель начинает вращаться только при определенном

значении напряжения трогания $U_{тр}$, минимально необходимом для преодоления момента нагрузки и равном

$$U_{тр} = \frac{M_н R_я}{k_м \Phi}. \qquad (VI.53)$$

Из графиков фиг. VI. 4,*а* видно, что скорость вращения электродвигателя может плавно регулироваться при данном значении момента нагрузки изменением напряжения питания U.

Если рассматриваемый электродвигатель применить для измерительных задач, то момент нагрузки практически можно свести до величины, близкой к нулю.



Фиг. VI. 4. Скоростные характеристики (*а*) электродвигателя с независимым возбуждением и схема конструкции (*б*) интегрирующего электродвигателя .

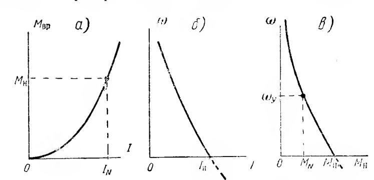
Для получения строгой пропорциональности между ω и U необходимо также уменьшить до пренебрежимо малой величины момент трения в самом электродвигателе. Этим условиям практически удовлетворяет конструкция так называемого «интегрирующего электродвигателя», применяемого в счетно-решающих устройствах.

Принципиальная схема конструкции интегрирующего электродвигателя показана на фиг. VI. 4,*б*. Магнитное поле возбуждения создается постоянным магнитом *1* и замыкается через воздушный зазор и стальной сердечник *2*. В кольцевом зазоре между постоянным магнитом и сердечником вращается очень легкий якорь, представляющий собой бумажный стаканчик *3* с нанесенной на него якорной обмоткой *4*. Подвод тока к якорю осуществляется через коллектор *5*.

При пренебрежимо малых (напряжение $U_{тр}$ составляет примерно 0,01 *в*) моменте трения и моменте нагрузки можно считать, что равенство (VI. 45) для такой конструкции принимает вид

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{U}{c_e \Phi}.$$

Следовательно, можно считать, что угол поворота оси такого электродвигателя пропорционален интегралу от приложенного к его



Фиг. VI. 5. Характеристики электродвигателя с последовательным возбуждением.

клеммам напряжения U за интервал времени его действия, т. е. что

$$\alpha = \frac{1}{c_e \Phi} \int_0^t U\,dt. \qquad \text{(VI. 54)}$$

Электродвигатели с последовательным возбуждением (фиг. VI. 2,*б*). В этом типе электродвигателя якорная обмотка и обмотка возбуждения обтекаются одним и тем же током I. Для маломощных электродвигателей с небольшими абсолютными значениями тока I насыщение стали магнитопровода отсутствует, и магнитный поток Φ возбуждения можно считать пропорциональным току I:

$$\Phi = k_\Phi I,$$

где k_Φ — постоянный коэффициент.

Следовательно, вращающий момент электродвигателя с последовательным возбуждением пропорционален квадрату тока:

$$M_{вр} = k_м \Phi I = k_м k_\Phi I^2. \qquad \text{(VI. 55)}$$

График этой зависимости показан на фиг. VI. 5,*а*. При постоянном напряжении питания и уменьшении момента нагрузки до нуля ток I также стремится к нулю, так как необходимый вращающий момент $M_{вр} = M_н$ стремится к нулю.

Э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря,

$$e = c_e \Phi \omega = c_e k_\Phi I \omega.$$

Подставив это выражение в формулу (VI. 30) и решив ее относительно ω, получим

$$\omega = \frac{U - IR}{c_e k_\Phi I},$$

где $R = R_я + R_в$ — суммарное сопротивление обмотки якоря и обмотки возбуждения. Но при $\omega = 0$ $U = RI_п$. Подставляя это значение, получим

$$\omega = \frac{I_п R - IR}{c_e k_\Phi I} = \frac{R}{c_e k_\Phi}\left(\frac{I_п}{I} - 1\right). \qquad (VI. 56)$$

Из этой зависимости, графически показанной на фиг. VI. 5,*б*, видно, что так как при уменьшении момента нагрузки до нуля ток I также стремится к нулю, то скорость вращения электродвигателя при этом стремится к бесконечности, так как все напряжение питания должно уравновешиваться противоэ.д.с. $e = c_e k_\Phi I \omega$. Электродвигатель, как говорят, «идет в разнос» и может разрушиться. Однако в маломощных электродвигателях практически это явление отсутствует вследствие относительно большого момента трения в подшипниках и щетках коллектора.

Принимая во внимание равенство (VI. 55), можно написать соотношение

$$\frac{I_п}{I} = \sqrt{\frac{M_п}{M_{вр}}},$$

а подставляя это соотношение в формулу (VI. 56), получим

$$\omega = \frac{R}{c_e k_\Phi}\left(\sqrt{\frac{M_п}{M_{вр}}} - 1\right). \qquad (VI. 57)$$

Эта зависимость, представляющая собой гиперболу, показана на фиг. VI. 5,*в*. Из этого графика видно, что скорость вращения электродвигателя с последовательным возбуждением может колебаться в значительных пределах даже при небольших изменениях момента нагрузки. Характеристика $\omega = f(M_н)$ значительно менее «жесткая», чем у двигателя с независимым возбуждением, и поэтому двигатель с последовательным возбуждением почти не нашел применения в следящих системах и регуляторах.

Преимуществом электродвигателя с последовательным возбуждением является значительно больший пусковой момент, чем у электродвигателя с независимым возбуждением. Действительно, для первого

$$M_п = k_м k_\Phi I_п^2 = \frac{k_м k_\Phi}{R^2} U^2 = aU^2,$$

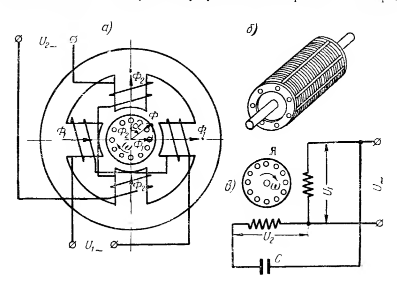
а для второго

$$M_п = k_м \Phi I_п = \frac{k_м \Phi}{R_я} U = bU.$$

Это преимущество обусловило применение электродвигателя с последовательным возбуждением в основном для целей тяги при относительно тяжелых условиях работы, т. е. при относительно больших моментах нагрузки.

2. Электродвигатели переменного тока

Из электродвигателей переменного тока наибольшее распространение в автоматике получил двухфазный асинхронный электродвигатель переменного тока с короткозамкнутым ротором, обладающий рядом существенных достоинств:



Фиг. VI. 6. Двухфазный асинхронный электродвигатель.

а) малый момент инерции якоря;

б) малый момент трения ввиду отсутствия скользящих контактов. Вращающийся якорь не имеет обмотки, и поэтому надобность в скользящих токоподводах (щетках) отпадает;

в) удобство регулирования и реверсирования вращения;

г) пропорциональность скорости вращения напряжению питания;

д) возможность питания от электронного усилителя, работающего на переменном токе.

Обычный двухфазный асинхронный электродвигатель (фиг. VI. 6) состоит из короткозамкнутого якоря в форме «беличьего колеса» (фиг. VI. 6,*б*) и статора с двумя обмотками возбуждения [1], создаю-

[1] Реальные конструкции обычно имеют неявно выраженные полюса статора.

щими вращающееся магнитное поле при питании их переменными напряжениями:

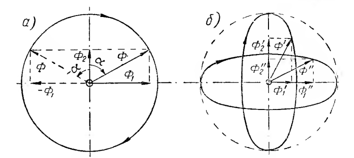
$$U_2 = U_{2m} \sin \omega_c t$$

и

$$U_1 = U_{1m} \sin (90^\circ - \omega_c t) = U_{1m} \cos \omega_c t,$$

сдвинутыми по фазе на 90° друг относительно друга.

Вращающееся магнитное поле статора, пересекая тело якоря, наводит в нем вихревые токи. Взаимодействие вихревых токов в якоре с магнитным полем статора создает вращающий момент, приводящий во вращение якорь. Если нагрузка на оси якоря отсутствует, то скорость вращения якоря ω будет равна скорости вращения ω_c магнитного поля. При этом вращающий момент якоря



Фиг. VI. 7. Вращающееся магнитное поле.

равен нулю. При наличии момента нагрузки скорость вращения якоря замедляется до такой величины ω, которая необходима для создания вращающего момента, равного моменту нагрузки. Разность $\omega_c - \omega$ называется скольжением асинхронного двигателя. При постоянном моменте нагрузки скольжение постоянно и скорость вращения якоря тоже постоянна.

Обмотки статора асинхронного электродвигателя могут быть включены на одно напряжение питания U. В этом случае для создания сдвига фаз на 90° последовательно с одной из обмоток включается конденсатор C, как это показано на фиг. VI. 6,*в*.

Рассмотрим принцип образования вращающегося магнитного поля в двухфазном асинхронном двигателе. Если считать, что насыщение в магнитопроводе отсутствует, то переменные напряжения U_1 и U_2 создадут пропорциональные им пульсирующие магнитные потоки, мгновенные значения которых равны

$$\Phi_1 = \Phi_{1m} \cos (90^\circ - \omega_c t) = \Phi_{1m} \sin \omega_c t,$$

$$\Phi_2 = \Phi_{2m} \sin (90^\circ - \omega_c t) = \Phi_{2m} \cos \omega_c t.$$

Эти магнитные потоки сдвинуты (фиг. VI. 7,*а*) пространственно и по фазе на 90°, т. е. для получения мгновенного значения результирующего магнитного потока, действующего на якорь, их надо геометрически сложить.

Если амплитудные значения этих потоков равны между собой ($\Phi_{1m}=\Phi_{2m}=\Phi_0$), то величина результирующего магнитного потока будет равна

$$\Phi=\sqrt{\Phi_1^2+\Phi_2^2}=\sqrt{\Phi_0^2\sin^2\omega_c t+\Phi_0^2\cos^2\omega_c t}=\Phi_0,$$

т. е. постоянна по величине для любого момента времени.

Мгновенное угловое положение вектора результирующего магнитного потока Φ найдется из соотношения

$$\operatorname{tg}\alpha=\frac{\Phi_1}{\Phi_2}=\frac{\Phi_0\sin\omega_c t}{\Phi_0\cos\omega_c t}=\operatorname{tg}\omega_c t,$$

откуда

$$\alpha=\omega_c t.$$

Следовательно, вектор Φ результирующего магнитного потока вращается со скоростью ω_c, а его конец описывает окружность радиусом Φ_0, и при этом образуется круговое вращающееся магнитное поле. Якорь асинхронного двигателя при этом вращается с максимально возможной скоростью ω_c.

Если изменить фазу одного из напряжений, например, U_1, на 180°, то, как показано на фиг. VI. 7,*а* пунктиром, фаза Φ_1 также изменится на 180°. Вектор результирующего магнитного потока повернется при этом в другую сторону на угол — α. Следовательно, изменением на 180° фазы одного из напряжений, питающих обмотки асинхронного двигателя, можно изменить направление его вращения. Практически для этого достаточно, например, поменять местами концы одной из обмоток, идущие к источнику питания.

Если уменьшить по амплитуде одно из напряжений (U_1 или U_2), то соответственно уменьшится амплитудное значение одного из магнитных потоков (Φ_1 или Φ_2).

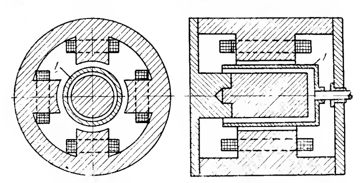
При этом конец вектора Φ результирующего магнитного потока будет описывать уже не окружность, а эллипс (фиг. VI. 7,*б*), меньшая ось которого будет совпадать с направлением меньшего по амплитуде магнитного потока. Вследствие этого скорость вращения якоря уменьшится. Следовательно, изменением амплитуды переменного напряжения на одной из обмоток, называемым в этом случае управляющим, можно плавно регулировать величину скорости вращения двухфазного асинхронного электродвигателя.

В последние годы в автоматике широкое распространение получил облегченный тип маломощного асинхронного двухфазного электродвигателя, называемый двигателем Феррариса. В конструкции этого двигателя, схематически показанной на фиг. VI. 8, якорь *1* для уменьшения момента инерции изготовлен в виде легкого тонкостенного алюминиевого стаканчика. Такие двигатели, обладая относительно низким коэффициентом полезного действия, получили применение в маломощной автоматике ввиду очень удобного регулирования, малой инерционности и малых габаритов (при весе около 40 *г* и длине около 40 *мм* пусковой момент такого двигателя достигает 4—5 *гсм*).

В теории двигателя Феррариса выводится[1] следующее выражение для его вращающего момента:

$$M_{\text{вр}} = 2k_1\omega_c\Phi_1\Phi_2 - k_2\omega(\Phi_1^2 + \Phi_2^2), \qquad (VI.58)$$

где k_1 и k_2 — постоянные коэффициенты конструкции.



Фиг. VI. 8. Конструкция электродвигателя Феррариса.

Для установившихся режимов $M_{\text{вр}} = M_{\text{н}}$, т. е. для холостого хода двигателя при $M_{\text{н}} = 0$ будем иметь

$$2k_1\omega_c\Phi_1\Phi_2 = k_2\omega_{\text{х. х}}(\Phi_1^2 + \Phi_2^2). \qquad (VI.59)$$

Если ввести понятие коэффициента сигнала m, т. е. отношения напряжения на управляющей обмотке $U_{\text{у}}$ к постоянному напряжению на второй обмотке, равному напряжению питания U

$$m = \frac{U_{\text{у}}}{U} = \frac{\Phi_2}{\Phi_1},$$

то из равенства (VI. 59) можно определить величину $\omega_{\text{х.х}}$ скорости холостого хода следующим образом:

$$\omega_{\text{х. х}} = 2\frac{k_1}{k_2}\omega_c\frac{m}{1 - m^2}.$$

Но при $m = \frac{U_{\text{у}}}{U} = 1$ скорость $\omega_{\text{х.х}} = \omega_c$, как было показано выше. Отсюда непосредственно следует, что $k_1 = k_2$, и формула для скорости холостого хода принимает вид

$$\omega_{\text{х. х}} = \omega_c\frac{2m}{1 + m^2} \qquad (VI.60)$$

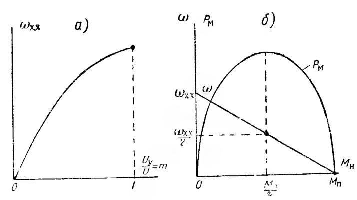
или в общем случае наличия p пар полюсов

$$\omega_{\text{х. х}} = \frac{\omega_c}{p}\frac{2m}{1 + m^2}.$$

---

[1] И. Я. Лехтман, Нагрузочные характеристики маломощных индукционных двухфазных двигателей, «Автоматика и телемеханика», 1949, № 1.

Зависимость (VI. 60) показана на фиг. VI. 9,*а*, из которой видно, что при малых m скорость холостого хода приблизительно линейно зависит от управляющего напряжения аналогично подобной зависимости для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.



Фиг. VI. 9. Характеристики электродвигателя Феррариса

Для случая постоянного напряжения на управляющей обмотке перепишем выражение для вращающего момента, вводя коэффициент m, следующим образом:

$$M_{вр} = M_{н} = 2k_1\omega_c\Phi_1^2 m - k_2\Phi_1^2(1+m^2)\,\omega. \qquad \text{(VI. 61)}$$

При заторможенном роторе ($\omega = 0$)

$$M_{вр} = M_{п} = 2k_1\omega_c\Phi_1^2 m = 2k_1\omega_c\Phi_1^2 \frac{U_y}{U}. \qquad \text{(VI. 62)}$$

Следовательно, из (VI. 61) получим [учитывая (VI. 60)]

$$M_{вр} = M_{н} = M_{п}\left(1 - \frac{\omega}{\omega_{x.\,x}}\right),$$

откуда

$$\omega = \omega_{x.\,x}\left(1 - \frac{M_{н}}{M_{п}}\right), \qquad \text{(VI. 63)}$$

т. е. зависимость скорости вращения двигателя Феррариса от величины момента нагрузки выражается, аналогично электродвигателю постоянного тока с независимым возбуждением, прямой наклонной линией (фиг. VI. 9,*б*).

Подставляя равенство (VI. 63) в выражение для механической мощности $P_{м}$ двигателя Феррариса, получим аналогичную с двигателем постоянного тока зависимость

$$P_{м} = \omega_{x.\,x} M_{н}\left(1 - \frac{M_{н}}{M_{п}}\right), \qquad \text{(VI. 64)}$$

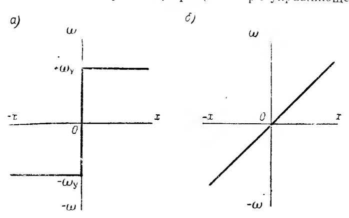
показанную также на фиг. VI. 9,*б* и имеющую вид параболы. Максимум $P_м$ также будет при $M_н = \frac{M_п}{2}$, что соответствует установившейся скорости вращения, равной половине скорости холостого хода.

Как видно, по характеристикам двухфазный асинхронный электродвигатель типа Феррариса очень похож на электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением и с успехом может заменять последний в автоматических устройствах, работающих на переменном токе.

Сходность характеристик показывает, что двигатель Феррариса также можно использовать и в качестве тахогенератора переменной э. д. с., причем в отличие от обычных тахогенераторов переменного тока частота этой э. д. с. не зависит от скорости его вращения. Это свойство особенно ценно в счетно-решающих устройствах, и в них двигатель Феррариса получил применение в качестве тахогенератора для дифференцирования угловых перемещений.

§ VI. 3. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

В автоматике наиболее часто используются два режима работы электродвигателей — режим скачкообразного изменения направления установившейся скорости ω_y вращения при управляющей вели-



Фиг. VI. 10. Режимы работы электродвигателей в автоматике.

чине x, равной нулю (фиг. VI. 10,*а*), и режим плавного изменения скорости вращения, пропорциональной в этом случае управляющей величине x (фиг. VI. 10,*б*).

Для осуществления первого режима применяются так называемые *реверсирующие схемы* с переключателями при ручном и с электрическими реле при автоматическом управлении. Коммутирование таких схем осуществляется контактами переключателей или реле.

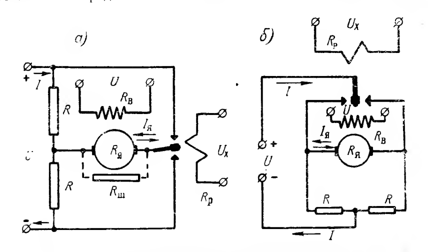
Для осуществления второго режима применяются схемы *плавного управления,* воздействующие на работу электродвигателя пе-

ремещением движка реостата, пропорциональным изменению управляющей величины x, либо с помощью вспомогательных устройств.

Рассмотрим основные схемы управления электродвигателями, получившие распространение в автоматике.

1. Схемы реверсирования электродвигателей

Для изменения направления вращения электродвигателей постоянного тока необходимо изменить направление тока только в обмотке якоря или только в обмотке возбуждения. Для реверсирования электродвигателей постоянного тока с независимым воз-



Фиг. VI. 11. Схемы для реверсирования электродвигателей постоянного тока с независимым возбуждением.

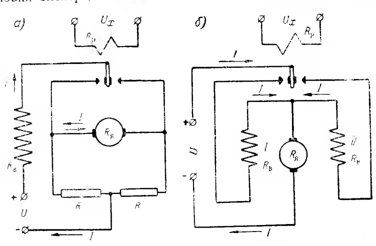
буждением наиболее часто применяются две схемы, изображенные на фиг. VI. 11.

В этих схемах напряжение U_x, пропорциональное по величине и знаку управляющей величине x, поступает в обмотку реле $R_р$. Контакт реле переключается в одно из своих двух положений и изменяет направление тока в якоре $R_я$ электродвигателя. Сопротивления R являются балластными и применяются для предохранения от коротких замыканий. Аналогичные схемы можно применять и для изменения направления тока в обмотке возбуждения $R_в$ при неизменном направлении тока в якоре.

Для реверсирования электродвигателя с последовательным возбуждением обычно применяется схема фиг. VI. 12,*а*, в которой изменяется направление тока в якоре при неизменном направлении тока возбуждения. Аналогичная схема может быть применена для изменения направления тока возбуждения при неизменном направлении тока в якоре.

Промышленность выпускает специальные реверсируемые электродвигатели с последовательным возбуждением. Эти электродвигатели имеют две независимые друг от друга обмотки возбуждения *I* и *II*, уложенные так, что при одинаковом направлении проходящего через них тока направление создаваемых ими магнитных полей возбуждения противоположно. Схема реверсирования таких электродвигателей показана на фиг. VI. 12,*б*.

При выключении электродвигателя из-за механической инерции он останавливается не сразу. В случае необходимости быстрой остановки электродвигателя постоянного тока с независимым воз-



Фиг. VI. 12. Схемы для реверсирования электродвигателей постоянного тока с последовательным возбуждением.

буждением после его выключения (путем размыкания цепи якоря) параллельно обмотке якоря устанавливают небольшое по величине шунтирующее сопротивление $R_ш$, показанное на фиг. VI. 11,*а* пунктиром. Рассмотрим его действие на работу электродвигателя.

Противоэ. д. с. $e = c_e \Phi \omega$, создаваемая в обмотке якоря при его вращении и пропорциональная скорости вращения якоря и величине потока возбуждения, вызывает, как это видно из равенства (VI. 46), появление тормозного момента $c\omega$, направленного против вращающего момента. Если просто разомкнуть цепь обмотки якоря, не выключая обмотки возбуждения, то ток, создаваемый э. д. с. *e*, будет равен 0:

$$i_e = 0,$$

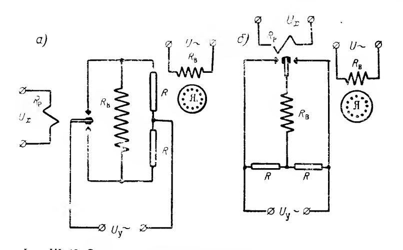
и тормозной момент исчезает. Если же зашунтировать якорь сопротивлением $R_ш$, то при размыкании цепи питания якоря э. д. с. *e* действует в замкнутой цепи с сопротивлением $R_я + R_ш$. Следовательно, она вызывает ток в якоре

$$i_e = \frac{e}{R_я + R_ш} \neq 0$$

й создающий тормозной момент, называемый обычно моментом динамического торможения, позволяющий останавливать электродвигатель после отключения цепи питания якоря значительно быстрее.

Обычно $R_ш \gg R_я$, и включение шунтирующего сопротивления почти не сказывается на величине тока якоря работающего электродвигателя (при включенном напряжении питания).

В схеме фиг. VI. 11,*б* роль шунтирующего сопротивления играют сопротивления $R—R$. При выключении электродвигателей с последовательным возбуждением э. д. с. $e=0$ всегда, так как одновре-



Фиг. VI. 13. Схемы для реверсирования двухфазного асинхронного электродвигателя.

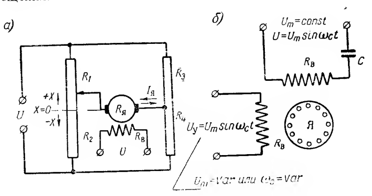
менно выключаются и ток в якоре и ток возбуждения (если пренебречь явлением остаточного магнетизма в стали статора).

Схемы реверсирования двухфазных асинхронных электродвигателей изменением фазы U на 180°, показанные на фиг. VI. 13, принципиально не отличаются от схем реверсирования двигателей постоянного тока (фиг. VI. 11).

2. Схемы плавного управления электродвигателями

Плавное регулирование скорости вращения электродвигателей постоянного тока может быть выполнено с помощью изменения тока в обмотке якоря или магнитного потока возбуждения (тока в обмотке возбуждения). Для этого при постоянном напряжении питания можно включать в соответствующую цепь регулировочный реостат или при постоянном сопротивлении цепи электродвигателя менять величину напряжения U на его клеммах. Последний способ обладает дополнительным преимуществом — возможностью одновременно изменять и направление вращения электродвигателя при изменении знака напряжения U.

В маломощной автоматике для управления величиной скорости и направлением вращения электродвигателей получила распространение мостовая схема с потенциометрами (фиг. VI. 14,*а*), пригодная для электродвигателей как постоянного, так и переменного тока. Обмотка якоря в этом случае питается напряжением, снимаемым с диагонали моста, образованного двумя потенциометрами. Это напряжение пропорционально величине перемещения $\dot{x}$ движка потенциометра и имеет полярность, зависящую от направления этого перемещения.



Фиг. VI. 14. Схемы плавного управления электродвигателями.

Регулирование скорости вращения двухфазного асинхронного двигателя может быть выполнено (фиг. VI. 14,*б*) либо изменением амплитуды U_m переменного напряжения на одной из обмоток возбуждения, либо изменением частоты ω_c этого напряжения (при $U_m=\text{const}$). Последнее непосредственно следует из формул (VI. 63) и (VI. 60):

$$\omega=\omega_{\text{x. x}}\left(1-\frac{M_\text{н}}{M_\text{п}}\right)=\omega_c\,\frac{2m}{1+m^2}\left(1-\frac{M_\text{н}}{M_\text{п}}\right).$$

Здесь при $U_{1m}=U_{2m}=U_m$ $m=1$ и

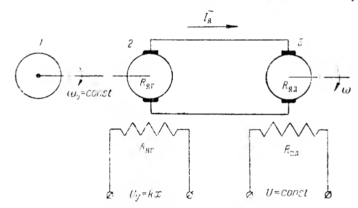
$$\omega=\omega_c\left(1-\frac{M_\text{н}}{M_\text{п}}\right), \tag{VI. 65}$$

т. е. при постоянном моменте нагрузки скорость вращения двухфазного асинхронного электродвигателя прямо пропорциональна частоте ω_c питающего переменного напряжения.

В автоматике для плавного и непрерывного регулирования скорости электродвигателя управляющее напряжение должно быть пропорционально изменению измеряемого или регулируемого параметра. Это изменение обычно преобразуется в управляющее напряжение с помощью тех или иных датчиков, причем, чем точнее должно быть выполнено измерение или регулирование, тем чувствительнее должен быть электрический датчик, а значит, тем меньшую мощность управляющего напряжения можно получить от него.

Если исполнительный механизм создает небольшой момент нагрузки, то для приведения его в действие требуется маломощный электродвигатель, и для его питания мощность управляющего напряжения достаточно усилить с помощью электронного или магнитного усилителя. В ряде случаев для маломощных электродвигателей можно обойтись вообще без усилителей, осуществляя управление электродвигателем непосредственно напряжением, получаемым от электрического датчика.

Задача значительно усложняется, если чувствительный датчик должен управлять мощным исполнительным механизмом, создающим большой момент нагрузки и требующим мощных (более 100 *вт*) электродвигателей. Для управления такими электродвига-



Фиг. VI. 15. Система генератор—двигатель.

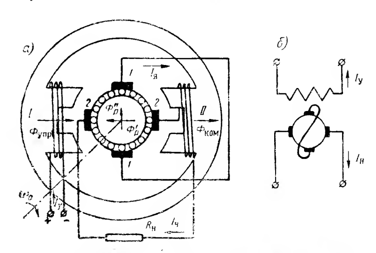
телями применяются специальные системы, на двух из которых мы остановимся.

На фиг. VI. 15 показана одна из таких систем регулирования скорости электродвигателей — система генератор—двигатель. Вспомогательный электродвигатель *1* вращает с постоянной скоростью ω_0 якорь генератора *2*, питающего мощный регулируемый электродвигатель *3*. Управляющее напряжение $U_у=kx$ питает обмотку возбуждения генератора *2*. Э. д. с. генератора, а значит, и напряжение на якоре регулируемого электродвигателя пропорциональны величине потока возбуждения генератора, т. е. величине управляющего напряжения. Если обмотка возбуждения регулируемого электродвигателя питается постоянным напряжением $U=\mathrm{const}$, т. е. создает постоянный поток возбуждения, то скорость вращения ω регулируемого электродвигателя в широких пределах будет пропорциональна управляющему напряжению при постоянном моменте нагрузки (фиг. VI. 4,*а*).

При перемене знака управляющего напряжения изменяется и знак потока возбуждения генератора, т. е. регулируемый электродвигатель изменяет направление вращения, так как меняется знак э. д. с., создаваемой генератором.

Управляющее напряжение в этой схеме непосредственно не воздействует на якорную цепь регулируемого электродвигателя. Оно подводится к обмотке возбуждения генератора, питающего регулируемый электродвигатель, и поэтому для управления достаточна очень незначительная мощность.

Другая система — электромашинный усилитель (фиг. VI. 16,*а*) — основана на применении машины постоянного тока с двумя парами щеток *1—1* и *2—2*, предложенной академиком К. И. Шенфером еще в 1929 г. под названием метадин. Щетки *1—1* замкнуты между собой накоротко и расположены под углом 90° к на-



Фиг. VI. 16. Схема (*а*) и условное обозначение (*б*) электромашинного усилителя.

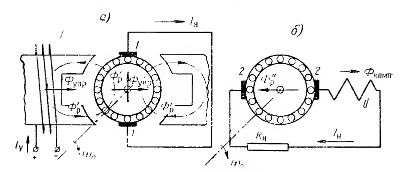
правлению потока возбуждения $Ф_{упр}$, создаваемого управляющей обмоткой *I*. Ось щеток *2—2* сдвинута на угол 90° по отношению к оси щеток *1—1* и совпадает с направлением потока $Ф_{упр}$. К щеткам *2—2* подсоединено сопротивление нагрузки $R_н$ последовательно с компенсационной обмоткой *II*, создающей магнитный поток $Ф_{ком}$ того же направления, что и $Ф_{упр}$. Условное обозначение такого электромашинного усилителя в электрических схемах показано на фиг. VI. 16,*б*. Нагрузкой его может являться сопротивление якорной обмотки мощного (до десятков киловатт) регулируемого электродвигателя.

Для уяснения принципа работы электромашинного усилителя с двумя парами щеток рассмотрим отдельно вначале цепь щеток *1—1* (фиг. VI. 17,*а*), а затем цепь щеток *2—2* (фиг. VI. 17,*б*).

Если якорь вращать от вспомогательного электродвигателя с постоянной скоростью ω_0 в магнитном поле $Ф_{упр}$, создаваемом управляющей обмоткой *I*, то в его обмотке будет наводиться э. д. с.:

$$e_1 = c_{e1}Ф_{упр}\omega_0 = c_{e1}k_Ф I_у\omega_0.$$

Эта э. д. с. снимается с короткозамкнутых между собой щеток *1—1*. Так как сопротивление якоря $R_я$ также невелико, то даже



Фиг. VI. 17. Принцип действия электромашинного усилителя с двумя парами щеток.

при небольшом управляющем токе ток $I_я$ в обмотке якоря достигает значительной величины:

$$I_я = \frac{e_1}{R_я} = \frac{c_{e1} k_\Phi I_у \omega_0}{R_я}.$$

Этот ток создаст мощный магнитный поток реакции якоря $\Phi_р'$, направление которого с помощью специальных вырезов в полюсах статора ориентируется по оси щеток *1—1* (фиг. VI. 17,*а*):

$$\Phi_р' = k_{р1} I_я = k I_у \omega_0,$$

где

$$k = \frac{k_{р1} c_{e1} k_\Phi}{R_я}.$$

Обмотка якоря при своем вращении будет пересекать и этот магнитный поток, т. е. в ней будет наводиться дополнительная э. д. с.

$$e_2 = c_{e2} \Phi_р' \omega_0 = c_{e2} k I_у \omega_0^2,$$

снимаемая со щеток *2—2*. Следовательно, напряжение, действующее на выходных клеммах, будет равно

$$U = e_2 - I_н R_я = c_{e2} k I_у \omega_0^2 - I_н R_я \qquad (VI.66)$$

и приблизительно пропорционально управляющему току (при $\omega_0 = \text{const}$)

$$U \approx c_{e2} k I_у \omega_0^2, \qquad (VI.67)$$

так как падением напряжения $I_н R_я$ на небольшом сопротивлении якоря можно пренебречь.

Из сказанного видно, что управляющая мощность усиливается дважды сначала в цепи щеток *1—1*, а затем в цепи щеток *2—2*.

Вследствие этого коэффициент усиления мощности электромашинного усилителя достигает десятков тысяч.

Ток нагрузки $I_н$, проходя по обмотке якоря, создает свой магнитный поток реакции якоря $\Phi_р''$ (фиг. VI. 17,*б*), направленный навстречу управляющему потоку и ослабляющий его. Это явление совершенно недопустимо, так как, во-первых, искажает зависимость выходного напряжения от управляющего, а во-вторых, может вообще полностью скомпенсировать действие слабого управляющего магнитного потока. Ток нагрузки много больше управляющего тока, и потому величина потока

$$\Phi_р'' = k_{р2} I_н$$

может быть достаточно большой.

Для устранения этого явления имеется дополнительная компенсационная обмотка *II*, подобранная так, что она создает магнитный поток

$$\Phi_{ком} = -k_{р2} I_н,$$

равный и противоположный по направлению потоку $\Phi_р''$. Успешная работа возможна только при полной взаимной компенсации этих двух потоков, поэтому условие $\Phi_{ком} = \Phi_р''$ должно быть выдержано тщательно.

Недокомпенсация ($\Phi_{ком} < \Phi_р''$) приводит к уменьшению коэффициента усиления. Перекомпенсация ($\Phi_{ком} > \Phi_р''$) может привести к самовозбуждению и потере возможности управления электромашинным усилителем.

ГЛАВА VII

ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

При решении ряда задач автоматики величина, подлежащая определению, зависит от нескольких независимых параметров, т. е. не может быть измерена непосредственно. Можно, конечно, измерить отдельно все независимые параметры и затем по какой-то математической зависимости определить интересующую нас величину или вычислить ее по результату измерения другой величины, связанной с основной известной математической формулой. Однако во многих случаях такой путь решения задачи нежелателен из-за его сложности, а иногда и вообще непригоден, например, если изменение независимых параметров происходит достаточно быстро или полученная в результате измерения величина должна автоматически управлять некоторым другим устройством.

Рассмотрим, например, задачу определения путевой скорости самолета, т. е. скорости перемещения самолета относительно земли. Как известно, путевая скорость самолета в каждый данный момент определяется геометрическим сложением векторов воздушной скорости самолета и скорости ветра (сноса), т. е. зависит от двух независимых параметров и не может быть измерена непосредственно. Ее можно определить путем вычисления, измерив для некоторого момента времени направления и величины воздушной скорости и скорости ветра.

Однако такое вычисление достаточно трудоемко и не дает возможности непрерывно следить за изменением путевой скорости. Такое вычисление еще более неудобно, если величина путевой скорости необходима для определения пути S, пройденного самолетом, так как при этом появится необходимость в дополнительных вычислительных операциях.

В самом деле, величина путевой скорости v не является постоянной во времени, и для определения пройденного самолетом пути необходимо непрерывно выполнять еще операцию интегрирования этой скорости за прошедшее с момента начала отсчета время t, так как

$$S = \int_0^t v\,dt.$$

Операция непрерывного интегрирования уже сама по себе представляет для вычислителя трудности и обычно заменяется приближенным подсчетом пути за определенный интервал времени, в течение которого путевая скорость полагается постоянной.

Значительно проще решение подобных задач выполняется с помощью электрических устройств, автоматически и непрерывно осуществляющих необходимые математические операции и дающих на выходе электрический сигнал или отклонение указателя, численная величина которого является решением поставленной задачи. Такие электрические устройства получили название счетно-решающих устройств и нашли в автоматике применение для самых различных целей. По целевому назначению их можно разбить на три основных группы:

а) устройства для выполнения алгебраических операций (суммирование, вычитание, умножение и деление);

б) устройства для осуществления сложных функциональных зависимостей;

в) устройства для электрического дифференцирования и интегрирования.

На использовании электрических счетно-решающих устройств основана работа самолетного автоштурмана, управление стрельбой по подвижным целям и т. п. Широкое применение электрические счетно-решающие устройства получили для быстрого решения ряда математических задач и в других областях техники. Первое в мире автоматическое счетно-решающее устройство было создано академиком А. Н. Крыловым.

В настоящей главе рассматриваются основные элементы электрических счетно-решающих устройств, получившие применение в автоматике.

§ VII. 1. ВЫПОЛНЕНИЕ АЛГЕБРАИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ

1. Суммирование

Электрическое суммирование (сложение и вычитание) может быть выполнено различными способами. Из них наиболее употребительным являются суммирование с помощью магнитного усилителя, суммирование с помощью дифференциального сельсина и суммирование с помощью реостатов и потенциометров.

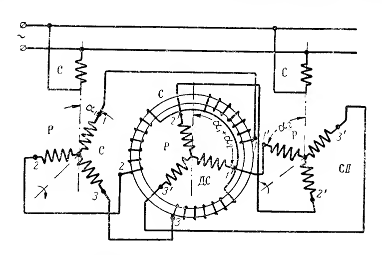
Суммирование с помощью магнитного усилителя. Если магнитный усилитель снабдить несколькими управляющими обмотками с одинаковым числом витков, то ток $I_{\sim}$ в выходной обмотке будет пропорционален сумме токов $I_{=}$ в отдельных управляющих обмотках:

$$I_{\sim} = k\,(I_{1=} \pm I_{2=} \pm I_{3=} \pm \ldots), \qquad \text{(VII. 1)}$$

где k — коэффициент усиления магнитного усилителя. В этом случае измеряемые величины должны быть предварительно преобразованы в пропорциональные им постоянные токи $I_{1=}$, $I_{2=}$ и т. д.

Дифференциальный сельсин. Дифференциальный сельсин используется в схемах автоматического управления для получения электрического сигнала, пропорционального сумме или разности двух величин, задаваемых в виде углов поворота роторов двух обыкновенных сельсинов. В отличие от обыкновенного сельсина дифференциальный сельсин изготовляется с трехфазными обмотками как у ротора, так и у статора.

Схема суммирования углов поворота с помощью дифференциального сельсина (*Д. С*) и двух обыкновенных сельсинов (*CI* и *CII*)



Фиг. VII. 1. Суммирование с дифференциальным сельсином.

показана на фиг. VII. 1. Обмотки статора (*С*)*Д. С* соединены с обмотками ротора (*Р*)*CI.* Поэтому направление результирующего магнитного потока, создаваемого обмотками статора *Д. С,* определяется угловым положением ротора *CI.* Если ротор *CI* повернуть на угол α_1, то на такой же угол повернется и результирующий магнитный поток Φ_1 статора *Д. С.*

Действительно, так как токи в обмотках ротора *CI* и статора *Д. С* одинаковы, то и результирующие ампервитки у них одинаковы. Вектор результирующих ампервитков ротора *CI,* а значит, и статора *Д. С*

$$IW = \sqrt{(IW_{п})^2 + (IW_{пр})^2},$$

где $IW_{п} = \frac{3}{4} A \sin \alpha_1$ — поперечная составляющая результирующих ампервитков [см. формулу (IV. 39)];

$IW_{пр} = \frac{3}{4} A \cos \alpha_1$ — продольная составляющая результирующих ампервитков, если проделать такие же выкладки, как и для получения формулы (IV. 39).

Следовательно, вектор результирующих ампервитков, а значит, и вектор результирующего магнитного потока обмоток статора *Д. С* постоянен по величине:

$$IW = \frac{3}{4} A \sqrt{\sin^2\alpha_1 + \cos^2\alpha_1} = \frac{3}{4} A,$$

а его угловое положение x определяется углом α_1 поворота ротора *CI*:

$$\operatorname{tg} x = \frac{\Phi_{п}}{\Phi_{пр}} = \operatorname{tg} \alpha_1, \quad \text{т. е.} \quad x = \alpha_1.$$

При этом между потоком Φ_1 статора и потоком Φ_2 ротора *Д. С*, направление которого соответственно определяется угловым положением ротора *CII*, появится угол рассогласования и возникнет синхронизирующий момент, стремящийся повернуть ротор *Д. С* также на угол α_1, т. е. до совпадения направлений потоков Φ_1 и Φ_2. Если повернуть ротор *CII* на угол $-\alpha_2$, оставив ротор *CI* в положении α_1, то результирующий магнитный поток Φ_2 ротора *Д. С*, совпадающий по направлению с угловым положением ротора *CII*, также повернется на угол $-\alpha_2$. Между потоками Φ_1 и Φ_2 появится угол рассогласования $\Theta = \alpha_2$ и возникнет синхронизирующий момент, стремящийся повернуть ротор *Д. С* дополнительно на угол $+\alpha_2$, т. е. опять до совпадения направлений потоков Φ_1 и Φ_2. В итоге при повороте ротора *CI* на угол α_1, а ротора *CII* на угол $-\alpha_2$ ротор *Д. С* повернется на угол $\alpha_1 + \alpha_2$, как показано на фиг. VII. 1. Приведенные выше рассуждения иллюстрируются фиг. VII. 2, на которой последовательно показано положение векторов магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 для процесса суммирования углов (отдельно для *CI*, *CII* и *Д. С*) и положение стрелки, укрепленной на роторе *Д. С*.

Если ротор *CII* повернуть на угол $+\alpha_2$, т. е. в ту же сторону, что и ротор *CI*, то для совпадения потоков Φ_1 и Φ_2 ротор *Д. С* должен повернуться на дополнительный угол $-\alpha_2$, и общий угол его поворота будет равен уже не сумме, а разности $\alpha_1 - \alpha_2$ углов поворота роторов *CI* и *CII*. Следовательно, схема осуществляет сложение углов поворота роторов *CI* и *CII* разного направления и вычитание углов поворота роторов одинакового направления. При непрерывном изменении углов α_1 и α_2 сложение (или вычитание) будет осуществляться также непрерывно, и угловое положение ротора *Д. С* в каждый данный момент времени будет определяться алгебраической суммой углов α_1 и α_2.

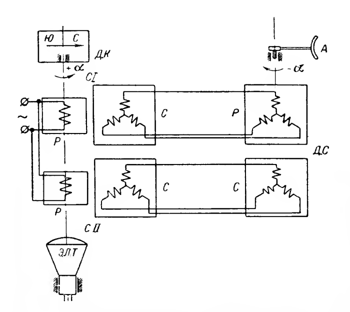
Нетрудно показать, что картина будет совершенно аналогичная, если задавать углы α_1 и α_2 с помощью поворота роторов одного из сельсинов и дифференциального сельсина. Тогда угол поворота другого сельсина будет также пропорционален сумме или разности (в зависимости от знаков) углов α_1 и α_2. Следовательно, в качестве датчиков углов можно использовать либо два обыкновенных сельсина, либо дифференциальный и обыкновенный сельсин при той же схеме соединения (фиг. VII. 1).

Состояние системы	*CI*	*ДС*	*СII*
Исходное положение			
Ротор CI повернут на угол α_1 вправо			
Ротор CI заторможен, а ротор CII повернут на угол $-\alpha_2$ влево			
Конечное положение			

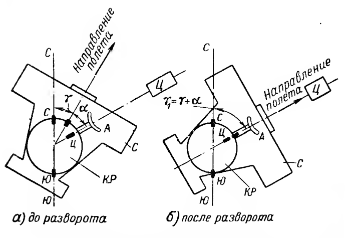
Фиг. VII. 2. Положение векторов магнитных потоков и ротора *Д.С* на различных этапах суммирования.

В случае заторможенного приемника во всех вариантах использования схема работает в трансформаторном режиме, т. е. в обмотках приемника суммируются электродвижущие силы, пропорциональные по амплитуде углам поворота роторов датчиков α_1 и α_2.

На фиг. VII. 3 в качестве примера использования дифференциального сельсина приведена упрощенная принципиальная схема стабилизации по азимуту картины развертки на экране электроннолучевой трубки (*Э. Л. Т*) самолетной радиолокационной станции. На фиг. VII. 4 показан в плане пример взаимного расположения самолета (*С*), цели (*Ц*) и картины развертки (*К. Р*) до и после разворота самолета на цель. Задача схемы заключается в стабилизации по-



Фиг. VII.3. Упрощенная принципиальная схема стабилизации по азимуту развертки самолетной радиолокационной станции.



Фиг. VII.4. Взаимное расположение самолета, цели и картины развертки к схеме фиг. VII.3.

ложения картины развертки относительно земного меридиана (С-Ю) при разворотах самолета.

Предположим, что в момент полета, соответствующий фиг. VII. 4,a на экране появилась цель под углом α к направлению полета и под углом $\alpha+\gamma$ к меридиану. Антенна фиксируется по направлению на цель, а самолет должен для выхода на цель сделать разворот на угол α. При этом антенна должна повернуться на угол $-\alpha$, а картина развертки относительно меридиана поворачиваться не должна.

Для выполнения этой задачи применяют (фиг. VII. 3) систему из двух обыкновенных (*CI* и *CII*) и одного дифференциального (*Д. С*) сельсинов. Ротор (*P*) *CI* связывают с датчиком дистанционного компаса (*Д. К*). Так как при повороте самолета указатель *Д. К* своего положения относительно меридиана не меняет, то ротор *CI* повернется на угол α относительно своего статора (*C*), жестко связанного с самолетом. В это же время антенна (*A*), все время направленная на цель, повернется на угол $-\alpha$ и на такой же угол повернется связанный с ней ротор (*P*) дифференциального сельсина относительно своего статора (*C*), жестко связанного с самолетом. По фиг. VII. 2 мы убеждаемся, что при этом угол, на который повернется ротор (*P*) *CII*, а значит, и связанная с ним электронно-лучевая трубка (*Э. Л. Т*), равен разности углов поворотов ротора *CI* и *Д. С*, т. е. равен нулю. Следовательно, при любых разворотах самолета на цель положение электронно-лучевой трубки и картина развертки сохраняются такими, какими они были заданы. Такой принцип очень удобен, например, для сравнения картины развертки с картой местности.

В реальной схеме подобного устройства ротор сельсина *CII* управляет не *Э. Л. Т*, а специальной следящей системой, служащей для привода *Э. Л. Т*. Кроме того, имеется ряд вспомогательных устройств, не показанных на фиг. VII. 3.

Суммирование с помощью реостатов и потенциометров. Простейшая схема суммирования, основанная на сложении напряжений, действующих в замкнутом контуре, показана на фиг. VII. 5. Здесь x, y и z — суммируемые величины, преобразованные в перемещения движков потенциометров. Суммарное напряжение $U_{\text{вых}}$ на выходных клеммах будет равно

$$U_{\text{вых}}=\frac{E_1}{l_1}x+\frac{E_2}{l_2}y+\frac{E_3}{l_3}z \qquad \text{(VII. 2)}$$

или, если

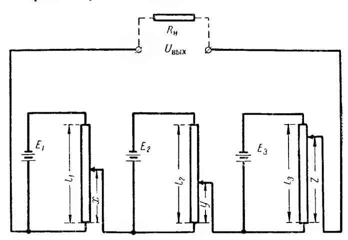
$$E_1=E_2=E_3=E, \quad l_1=l_2=l_3=l \quad \text{и} \quad \frac{E}{l}=k,$$

$$U_{\text{вых}}=k(x+y+z), \qquad \text{(VII. 3)}$$

т. е. пропорционально сумме слагаемых величин.

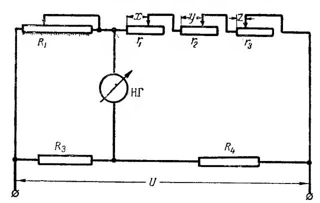
Как указано в § II. 1, последнее равенство справедливо только при сопротивлении нагрузки $R_н$, значительно бóльшем, чем внутреннее сопротивление R_i суммирующей схемы, измеренное с выходных клемм при отключенном $R_н$. В дальнейшем будем предпо-

лагать наличие такого соотношения. Иногда для устранения влияния сопротивления нагрузки суммирование осуществляется при помощи электронных усилителей



Фиг. VII. 5. Схема простейшего суммирования на потенциометрах.

Значительно более удобно и просто суммирование осуществляется с помощью равновесных мостовых схем. Одна из таких схем показана на фиг. VII. 6. Здесь суммируемые величины x, y



Фиг. VII. 6. Мостовая схема суммирования с реостатами.

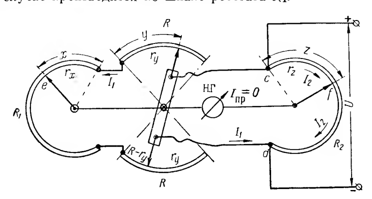
и z задаются в виде пропорциональных им сопротивлений r_1, r_2 и r_3 реостатов, включенных последовательно в одно из плеч моста (R_2). Сопротивления R_3 и R_4 постоянны, а сопротивление R_1 подбирается так, чтобы нулевой гальванометр *Н. Г* в диагонали моста показал отсутствие тока. При этом

$$R_1 = \frac{R_3}{R_4} R_2 = \frac{R_3}{R_4}(r_1 + r_2 + r_3) = k_1 (r_1 + r_2 + r_3).$$

Если $r_1=k_2x$, $r_2=k_2y$ и $r_3=k_2z$, то величина R_1 пропорциональна сумме слагаемых величин:

$$R_1=k_1k_2(x+y+z)=k(x+y+z). \qquad \text{(VII. 4)}$$

Суммирование может быть и алгебраическим, если за начало отсчета слагаемых величин и суммы принять некоторые средние точки на сопротивлениях R_1, r_1, r_2 и r_3. Если перемещение движка сопротивления R_1 осуществлять от электродвигателя, управляемого нулевым гальванометром, то можно получить автоматическую схему непрерывного суммирования величин x, y и z. Отсчет суммы в этом случае производится по шкале реостата R_1.



Фиг. VII. 7. Мостовая схема суммирования с потенциометрами.

Преимуществом мостовых схем является нулевой метод измерения, т. е. отсутствие влияния сопротивления нагрузки на результат измерения.

На фиг. VII. 7 показана мостовая схема суммирования с большей чувствительностью, чем схема фиг. VII. 6, составленная из двух круговых потенциометров R_1 и R_2 и двух круговых реостатов R и R, имеющих общий движок. Суммируемые величины x и y задаются перемещением движков потенциометра R_1 и круговых реостатов на величину r_x и r_y соответственно. Уравновешивание схемы осуществляется (вручную или автоматически) по нулевому гальванометру при помощи передвижения движка потенциометра R_2 на величину r_z. Для момента равновесия падения напряжения на двух смежных $(r_x+r_y+r_z)$ плечах моста должны быть равны между собой, т. е.

$$U_{ce}=U_{cf}$$

или

$$I_1(r_x+r_y)=I_2r_z.$$

Но

$$I_1=\frac{U}{r_y+R_1+(R-r_y)}=\frac{U}{R_1+R}; \quad I_2=\frac{U}{R_2},$$

где R — сопротивление каждого из круговых реостатов. Отсюда величина перемещения движка потенциометра R_2, необходимая для уравновешивания моста,

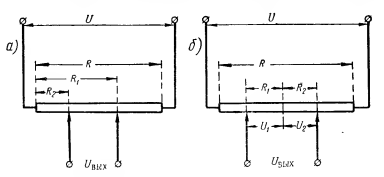
$$r_z = \frac{R_2}{R_1 + R}(r_x + r_y) = k_1(r_x + r_y)$$

или при $r_x = k_2 x$ и $r_y = k_2 y$

$$r_z = k_1 k_2 (x + y) = k(x + y), \qquad \text{(VII. 5)}$$

т. е. пропорциональна сумме слагаемых величин x и y.

Наиболее просто суммирование двух величин x и y осуществляется с помощью потенциометра, используемого в качестве де-



Фиг. VII. 8. Суммирование с помощью делителя напряжения.

лителя напряжения. На фиг. VII. 8,*а* показана схема вычитания с помощью делителя напряжения. Для этой схемы

$$U_{\text{вых}} = \frac{U}{R}(R_1 - R_2) = k_1(R_1 - R_2)$$

или, если $R_1 = k_2 x$ и $R_2 = k_2 y$,

$$U_{\text{вых}} = k_1 k_2 (x - y) = k(x - y), \qquad \text{(VII. 6)}$$

т. е. напряжение на выходных клеммах пропорционально разности суммируемых величин. Если в делителе напряжения перемещения движков отсчитывать не от начала делителя, а от некоторой фиксированной его точки, то выходное напряжение (фиг. VII. 8,*б*) будет пропорционально сумме $x + y$. Действительно, для схемы фиг. VII. 8,*б*

$$U_{\text{вых}} = U_1 + U_2 = \frac{U}{R}(R_1 + R_2) = k_1(R_1 + R_2)$$

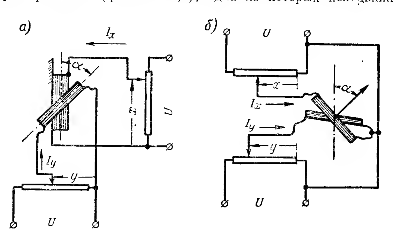
и, если $R_1 = k_2 x$, а $R_2 = k_2 y$, то

$$U_{\text{вых}} = k_1 k_2 (x + y) = k(x + y). \qquad \text{(VII. 7)}$$

2. Умножение и деление

Для электрического умножения и деления наибольшее распространение получили схемы с электроизмерительными приборами и схемы с реостатами или потенциометрами.

Умножение и деление с помощью электроизмерительных приборов. Для электрического умножения двух величин x и y, задаваемых в виде пропорциональных им токов I_x и I_y, может быть использован электродинамический прибор с двумя рамками (фиг. VII. 9,*а*), одна из которых неподвижная,



Фиг. VII. 9. Умножение и деление при помощи электроизмерительных приборов.

а другая подвижная. Вращающий момент электродинамического прибора

$$M_{вр}=k_1I_xI_y. \tag{VII. 8}$$

Если противодействующий момент токоподводов имеет линейную характеристику, то угол поворота подвижной рамки

$$\alpha=k_2I_xI_y,$$

а если $I_x=k_3x$ и $I_y=k_4y$, то угол поворота α пропорционален произведению xy:

$$\alpha=k_2k_3k_4xy=kxy. \tag{VII. 9}$$

Для электрического деления двух величин x и y, задаваемых в виде пропорциональных им токов I_x и I_y, может быть использован магнито-электрический логометр (фиг. VII. 9,*б*). Как показано в § IV. 1, угол поворота подвижной системы логометра

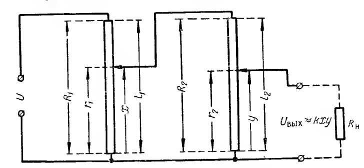
$$\alpha=\varphi\left(\frac{I_x}{I_y}\right),$$

а если $I_x = k_2 x$ и $I_y = k_3 y$, то

$$\alpha = \varphi\left(\frac{k_2}{k_3} \frac{x}{y}\right) = k\varphi\left(\frac{x}{y}\right), \qquad \text{(VII. 10)}$$

т. е. пропорционален частному $\frac{x}{y}$.

Умножение и деление с помощью реостатов и потенциометров. Простейшая схема потенциометрического умножения показана на фиг. VII. 10. Здесь величина x задается в виде пропорционального ей перемещения движка потенциометра R_1, а величина y — движка потенциометра R_2. Напряжение, снимаемое с движка потенциометра R_1,



Фиг. VII. 10. Умножение на потенциометрах.

$$U_1 = \frac{U}{R_1} r_1 = \frac{U}{R_1} \frac{R_1}{l_1} x = U \frac{x}{l_1}.$$

Аналогично напряжение на выходных клеммах

$$U_{вых} \approx \frac{U_1}{R_2} r_2 = \frac{U_1}{R_2} \frac{R_2}{l_2} y = U \frac{x}{l_1} \frac{y}{l_2} = kxy, \qquad \text{(VII. 11)}$$

т. е. пропорционально произведению xy (при $x \ll l_1$ или $x \approx l_1$).

В общем случае, если учитывать, что сопротивление R_1 шунтировано сопротивлением нагрузки R_2, выражение для напряжения на выходных клеммах $U_{вых}$ имеет значительно более сложный вид. Его можно найти, воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе

$$U_{вых} = \frac{U_1}{R_2 + R_i} r_2 = \frac{U}{l^2 + x(l - x)} xy, \qquad \text{(VII. 12)}$$

если сопротивление источника питания можно считать равным нулю, если для упрощения предположить, что взяты одинаковые потенциометры, т. е. $R_1 = R_2 = R$ и $l_1 = l_2 = l$, и если считать, что схема умножения работает на достаточно большую нагрузку ($R_н$).

Из выражения (VII. 12) видно, что схемой умножения на потенциометрах можно пользоваться только в случае, когда погрешность от влияния сопротивления нагрузки будет достаточно мала.

Значительно бо́льшую точность позволяют получить мостовые схемы электрического умножения, так как результат измерения для них не зависит от сопротивления нагрузки. Одна из таких схем показана на фиг. VII. 11. Перемножаемые величины x и y задаются в виде перемещений движков реостатов R_1 и R_4. Сопротивление R_2 постоянно по величине.

Результат умножения отсчитывают по шкале реостата R_3, движок которого перемещают до уравновешивания моста, отмечаемого по нулевому гальванометру ($Н.Г$). Для момента равновесия моста справедливо соотношение

$$R_1R_4=R_2R_3,$$

но $R_1=k_1x$ и $R_4=k_1y$, следовательно, сопротивление

$$R_3=\frac{R_1R_4}{R_2}=\frac{k_1^2}{R_2}xy=k\,xy \quad \text{(VII. 13)}$$

и по величине пропорционально произведению xy.

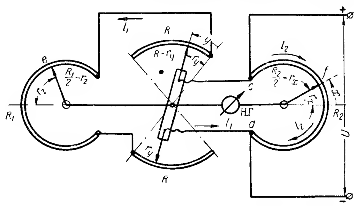
Если сделать постоянным сопротивление R_4, а величину y задавать в виде перемещения движка реостата R_2, то аналогично можно выполнить операцию деления x на y, так как

$$R_3=\frac{R_1R_4}{R_2}=R_4\frac{x}{y}=k\frac{x}{y}. \quad \text{(VII. 14)}$$

Фиг. VII. 11. Реостатная мостовая схема умножения.

Перемещение движка реостата R_3 может выполняться как вручную, так и автоматически.

Мостовая схема умножения, обладающая большей чувствительностью, с двумя круговыми потенциометрами R_1 и R_2 и двумя круговыми реостатами R и R, снабженными общим движком, показана на фиг. VII. 12. Движок реостатов $R—R$ перемещается так,



Фиг. VII. 12. Потенциометрическая мостовая схема умножения.

что их сопротивление, входящее в схему, одновременно увеличивается на одинаковую величину. Перемножаемые величины x и y задаются в виде пропорциональных им перемещений движков потенциометра R_2 и реостатов $R—R$. Произведение xy отсчитывается по положению движка потенциометра R_1, соответствующему равновесию мостовой схемы. Момент равновесия мостовой схемы устанавливается по нулевому гальванометру $H.Г.$ Отсчет положений движков потенциометров R_1 и R_2, т. е. и величин x и xy, производится от средних точек этих потенциометров (см. фиг. VII. 12).

Для момента равновесия падения напряжения на двух смежных $\left(r_y+\frac{R_1}{2}-r_z \quad \text{и} \quad \frac{R_2}{2}-r_x\right)$ плечах моста должны быть равны между собой, т. е.

$$U_{ce}=U_{cf}$$

или

$$I_1\left(\frac{R_1}{2}-r_z+r_y\right)=I_2\left(\frac{R_2}{2}-r_x\right).$$

Но

$$I_1=\frac{U}{r_y+R_1+r_y}=\frac{U}{2r_y+R_1}$$

и

$$I_2=\frac{U}{R_2},$$

откуда величина перемещения движка потенциометра R_1, необходимая для уравновешивания моста,

$$r_z=\frac{2}{R_2}r_x\left(\frac{R_1}{2}+r_y\right). \qquad \text{(VII. 15)}$$

Если $r_x=k_1x$ и $\frac{R_1}{2}+r_y=k_2y$, то

$$r_z=\frac{2k_1k_2}{R_2}xy=k\,xy, \qquad \text{(VII. 16)}$$

т. е. положение движка потенциометра R_1, отсчитанное от середины потенциометра, соответствует по шкале этого потенциометра произведению xy.

§ VII. 2. ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ СЛОЖНЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ

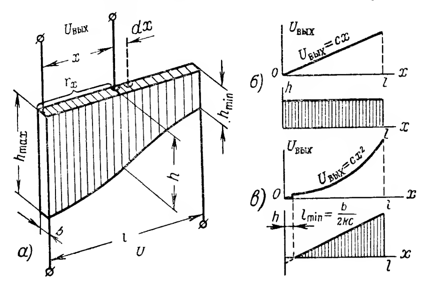
Помимо выполнения алгебраических операций, в автоматике часто встречается необходимость решения более сложных задач преобразования одних величин в другие. Очень часто, например, задача осуществления равномерной шкалы электрического измерительного устройства сводится к преобразованию нелинейной характеристики электрического датчика в линейную или наоборот, если характеристика самого измерительного устройства является нелинейной, а характеристика электрического датчика линейна. Во мно-

гих случаях, как, например, в автоматических устройствах для определения местонахождения самолета, встречается необходимость умножения измеряемой величины на синус или косинус некоторого угла.

В настоящем параграфе рассмотрены некоторые из электрических устройств, применяемых в автоматике для решения подобных задач. Примеры конкретного применения таких устройств даны в главе X.

1. Функциональные потенциометры

Рассмотрим работу так называемого «профильного» потенциометра, показанного на фиг. VII. 13,*а* и применяющегося, например, в электрических бензиномерах. Профильный потенциометр в обычном исполнении представляет собой плоскую изоляционную пластинку (каркас) очень небольшой толщины, с одной стороны прямолинейную, а с другой — вырезанную по некоторой кривой. На такую пластинку плотно, виток к витку наматывается проволока с высоким удельным сопротивлением ρ. К концам такого потенциометра подводится постоянное напряжение U, а с его движка снимается напряжение $U_{вых}=f(x)$, функционально зависящее от перемещения x движка. Вид зависимости $U_{вых}$ от x определяется формой выреза каркаса потенциометра, т. е. зависимостью $h=\varphi(x)$ его высоты от перемещения x движка.



Фиг. VII. 13. Профильный потенциометр.

Найдем зависимость $h=\varphi(x)$, необходимую для получения требуемой формы уравнения $U_{вых}=f(x)$, считая, что намотка проволоки на каркас равномерная и что потенциометр работает на большое сопротивление нагрузки.

Введем следующие обозначения (фиг. VII. 13,*а*):

R — полное сопротивление профильного потенциометра;
w_0 — полное число его витков;
ρ — удельное электрическое сопротивление материала провода;
q — площадь сечения провода;
$l_{ср} \approx 2(h+b)$ — средняя длина одного витка;
r_x — сопротивление потенциометра на участке x (от левого края до движка).

Переместим движок потенциометра из какого-то произвольного положения x на небольшой участок dx. Тогда в принятых обозначениях приращение dr_x сопротивления r_x можно записать так:

$$dr_x = \rho \frac{\frac{w_0}{l} dx\, l_{ср}}{q} \approx \frac{\rho w_0}{lq} dx 2(h+b),$$

где $\frac{w_0}{l}$ — число витков на единицу длины потенциометра.

Приращение $dU_{вых}$ напряжения на выходных клеммах при этом будет равно

$$dU_{вых} = I dr_x = \frac{U}{R} dr_x = \frac{2U\rho w_0}{lqR}(h+b)\,dx,$$

откуда

$$h = k\frac{dU_{вых}}{dx} - b, \qquad \text{(VII. 17)}$$

где $k = \frac{lqR}{2U\rho w_0}$ — величина постоянная, не зависящая от x.

Следовательно, необходимую форму каркаса потенциометра можно определить, если продифференцировать по x заданную зависимость выходного напряжения от перемещения движка потенциометра.

Например (фиг. VII. 13,*б*), если необходимо получить зависимость $U_{вых} = cx$, то

$$h = k\frac{d(cx)}{dx} = \text{const} = kc - b,$$

т. е. высота каркаса должна быть постоянной. Если же необходимо получить зависимость $U_{вых} = cx^2$ (фиг. VII. 13,*в*), то высота каркаса должна меняться в зависимости от x по закону

$$h = k\frac{d(cx^2)}{dx} - b = 2kcx - b,$$

т. е. линейно зависеть от перемещения x[1].

[1] Как видно, в этом случае необходимый вид зависимости $U_{вых} = f(x)$ за счет конечной величины толщины b каркаса может быть получен только от какого-то начального значения x, не равного нулю, при $l_{min} = \frac{b}{2kc}$. Если же l_{min} считать за начальную точку потенциометра, то $U_{вых} = f(x)$ будет начинаться не с нулевого значения (фиг. VII. 13,*в*).

В качестве другого примера рассмотрим случай, когда перемещение движка x пропорционально квадрату измеряемой величины:

$$x = ay^2,$$

а выходное напряжение должно зависеть от измеряемой величины линейно:

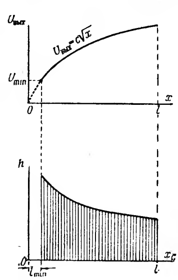
$$U_{\text{вых}} = by.$$

Заданной зависимостью в этом случае будет

$$U_{\text{вых}} = \frac{b}{\sqrt{a}} \sqrt{x} = c\sqrt{x},$$

а искомая зависимость $h = \varphi(x)$ получится в виде

$$h = kc \frac{d(\sqrt{x})}{dx} - b = \frac{kc}{2} \frac{1}{\sqrt{x}} - b.$$



Фиг. VII. 14. Пример профильного потенциометра.

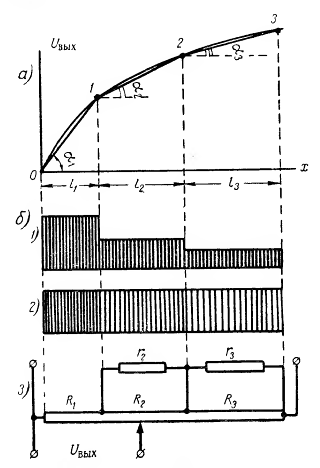
Так как в этом случае при $x = 0$ высота каркаса стремится к бесконечности, то нужную зависимость выходного напряжения можно получить также только от какого-то начального значения x, не равного нулю, при $l = l_{min}$ (фиг. VII. 14).

В ряде случаев осуществление потенциометра с плавно профилированным каркасом связано со значительными трудностями его изготовления и намотки провода. Тогда пользуются следующим приемом. Кривую необходимой зависимости $U_{\text{вых}} = f(x)$ разбивают, как показано на фиг. VII. 15,*а*, на ряд участков и получающиеся при этом точки (*О*, *1*, *2*, *3*,...) соединяют прямыми линиями. Количество участков определяется допустимой погрешностью в осуществлении зависимости $U_{\text{вых}} = f(x)$ и должно быть тем больше, чем меньше допустимая погрешность. Полученная таким образом ломаная характеристика приближенно заменяет точную непрерывную характеристику и может быть осуществлена значительно проще с помощью разбивки всего потенциометра на ряд участков с постоянной высотой каркаса на каждом участке. Необходимо только, чтобы характеристика каждого участка потенциометра имела наклон, точно равный соответствующему участку ломаной *О—1—2—3*...

При такой разбивке погрешность выходного напряжения по отношению к заданной кривой везде имеет одинаковый знак. Пользуясь методикой П. Л. Чебышева[1], можно вдвое уменьшить эту

[1] П. Л. Чебышев, Вопросы о наименьших величинах, связанных с приближенным представлением функций. Собрание сочинений, т. 2, АН СССР, 1947.

погрешность, если сделать ее знакопеременной, т. е. провести ломаную линию так, чтобы отрицательные погрешности в серединах участков (*О—1, 1—2, 2—3*) равнялись полусуммам положительных погрешностей в точках *О* и *1*, *1* и *2*, *2* и *3*.



Фиг. VII. 15. Способы изготовления функциональных потенциометров.

На фиг. VII. 15,*б* показано несколько различных способов изготовления таких потенциометров. Необходимое изменение угла наклона характеристик отдельных участков можно выполнить:

1) изменением высоты *h* каркаса от участка к участку;

2) применением на разных участках каркаса разного расстояния между витками (шага намотки);

3) применением дополнительных постоянных сопротивлений, шунтирующих в необходимой степени отдельные участки потенциометра;

4) намоткой разных участков потенциометра проводом разного диаметра или из разного материала.

Наиболее употребительным по простоте и легкости изготовления является способ шунтирующих сопротивлений.

Методику расчета функционального потенциометра с шунтирующими сопротивлениями рассмотрим на конкретном примере потенциометра, дающего выходное напряжение, пропорциональное синусу перемещения движка x.

Пример расчета 14. Рассчитать величину шунтирующих сопротивлений к потенциометру длиной $l = 100$ *мм* и сопротивлением 100 *ом*, если необходимо получить зависимость выходного напряжения от перемещения движка вида $U_{вых} = U \sin x$, где напряжение питания $U = 10$ *в*. Максимально допустимая погрешность Δ_{max} выходного напряжения не должна превышать 5% от U, т. е. 0,5 *в*.

Решение: 1) Необходимая зависимость $U_{вых} = U \sin x$ может быть осуществлена с помощью профильного потенциометра (фиг. VII. 16, *б*), высота h которого меняется по закону

$$h = k \frac{dU_{вых}}{dx} b = k\, U \cos x - b.$$

2) Другим способом является применение шунтирующих сопротивлений. Для расчета их величин строим кривую $U_{вых} = U \sin x$, показанную на фиг. VII. 16, *а*, и разбиваем ее на три участка $(0 - 1)$, $(1 - 2)$ и $(2 - 3)$. При разбивке максимальная величина погрешности

$$\Delta = (U_{вых})_{точн} - (U_{вых})_{приб}$$

нигде не превышает 0,3 *в*, т. е. укладывается в заданные пределы.

3) Длины отдельных участков потенциометра равны

$$l_1 = 50 \text{ мм}, \quad l_2 = 30 \text{ мм}, \quad l_3 = 20 \text{ мм},$$

а сопротивления соответствующих участков потенциометра

$$R_1 = 50 \text{ ом}, \quad R_2 = 30 \text{ ом}, \quad R_3 = 20 \text{ ом},$$

так как намотка потенциометра равномерная.

4) При включении шунтирующих сопротивлений по схеме, изображенной на фиг. VII. 16, *в*, полные сопротивления отдельных участков будут равны

$$R_I = R_1; \qquad R_{II} = \frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2}; \qquad R_{III} = \frac{r_3 R_3}{r_3 + R_3}.$$

Отсюда находим

$$r_2 = \frac{R_2 R_{II}}{R_2 - R_{II}}; \qquad r_3 = \frac{R_3 R_{III}}{R_3 - R_{III}}. \tag{I}$$

5) Необходимые приращения напряжения на каждом участке находим по фиг. VII. 16, *а* из соотношений

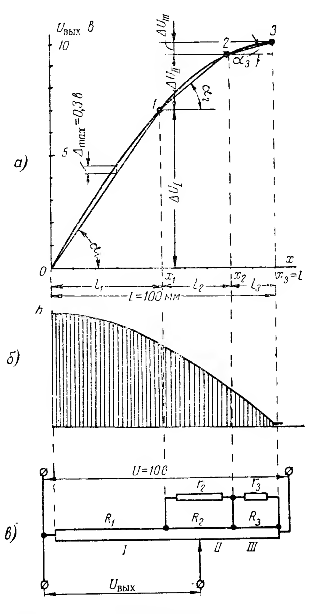
$$\Delta U_I = U \sin x_1 = 10 \cdot 0,7 = 7 \text{ в};$$

$$\Delta U_{II} = U \sin x_2 - U \sin x_1 = 10\,(0,95 - 0,7) = 2,5 \text{ в};$$

$$\Delta U_{III} = U \sin x_3 - U \sin x_2 = 10\,(1 - 0,95) = 0,5 \text{ в}.$$

6) Так как ток во всех участках потенциометра должен быть одинаков, то можно составить следующее равенство:

$$I_I = \frac{\Delta U_I}{R_I} = \frac{\Delta U_{II}}{R_{II}} = \frac{\Delta U_{III}}{R_{III}}, \tag{II}$$



Фиг. VII. 16. К расчету функционального потенциометра.

откуда, приравнивая отдельно две первых и отдельно две вторых дроби, найдем

$$R_{II}=R_I\frac{\Delta U_{II}}{\Delta U_I}=50\frac{2,5}{7}=17,85\ ом;$$

$$R_{III}=R_{II}\frac{\Delta U_{III}}{\Delta U_{II}}=17,85\frac{0,5}{2,5}=3,57\ ом.$$

7) Подставляя эти значения в равенства (I), найдем величины необходимых шунтирующих сопротивлений:

$$r_2=\frac{30\cdot 17,85}{30-17,85}=44,1\ ом,$$

$$r_3=\frac{20\cdot 3,57}{20-3,57}=4,35\ ом.$$

8) Проверим правильность выполненного расчета для одного из участков потенциометра, например, для первого. Приращение напряжения на этом участке

$$\Delta U_I=I_1R_1=\frac{U}{R_1+R_{II}+R_{III}}R_1=\frac{10}{50+17,85+3,57}50=7\ в.$$

Полученное приращение выходного напряжения на первом участке равно заданному, что подтверждает правильность расчета. Аналогично можно выполнить проверку расчета и для других участков потенциометра.

2. Решение тригонометрических задач

Определение соотношений между элементами геометрических фигур обычно сводится к применению тригонометрических зависимостей, причем наиболее часто используются синусоидальные и косинусоидальные зависимости. Так, например, в простейшем случае прямоугольного треугольника величина катета a может быть выражена через гипотенузу c и острый угол α следующим образом:

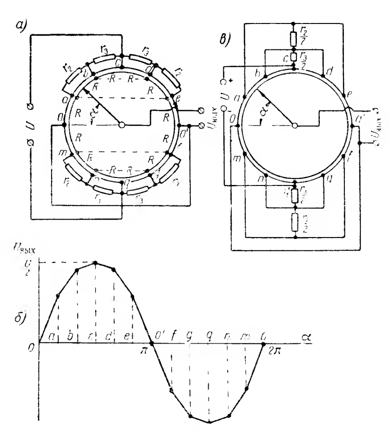
$$a=c\sin\alpha.$$

Величина гипотенузы может быть задана в виде пропорционального ей электрического напряжения $U=k_1c$. Для получения катета a также в виде электрического напряжения $U_{вых}=k_2a$ необходимо, чтобы напряжение U было связано с углом α треугольника синусоидальной зависимостью. Для осуществления синусоидальной и косинусоидальной зависимостей применяются специальные типы функциональных потенциометров, так называемые «синусные» и «косинусные» потенциометры, а на переменном токе также вращающиеся трансформаторы.

В примере 14 рассмотрен потенциометр с шунтирующими сопротивлениями, дающий зависимость $U_{вых}=U\sin x$. Однако в таком потенциометре нельзя непосредственно ввести угол α, и, кроме того, синусоидальная зависимость ограничена интервалом от $\sin x=0$ до $\sin x=1$, т. е. не может быть использована для изменения α от 0 до 360°.

Для осуществления синусоидальной зависимости выходного напряжения от угла поворота движка α в пределах изменения α от 0 до 360° применяется предложенный Ф. В. Майоровым синусный потенциометр, схема которого показана на фиг. VII. 17,*а*.

Зависимость выходного напряжения этого потенциометра от угла поворота движка α показана на фиг. VII. 17,*б*. $U_{вых}=0$, если



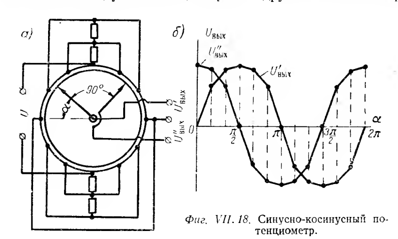
Фиг. VII. 17. Синусный потенциометр.

движок находится в точке O, и равно $\frac{U}{2}$, если движок переместится в точку c. После точки c $U_{вых}$ уменьшается и в точке O' меняет знак, начиная увеличиваться в отрицательном направлении. Таким образом, при изменении α от 0 до 360° изменение $U_{вых}$ соответствует полной синусоиде (за период).

Так как точки a и e, b и d, f и m, g и n имеют попарно одинаковые потенциалы, то для упрощения потенциометра их можно объединить, как показано пунктиром на фиг. VII. 17,*а*. В этом случае шунтирующие сопротивления r_2 левой и правой частей по-

тенциометра оказываются соединенными параллельно и могут быть заменены одним сопротивлением $\frac{r_2}{2}$. Точно так же два параллельных сопротивления r_3 можно заменить одним сопротивлением $\frac{r_3}{2}$ и т. д. Упрощенная схема синусного потенциометра показана на фиг. VII. 17,*в*.

Если рассматриваемый потенциометр снабдить двумя жестко скрепленными между собой и сдвинутыми друг относительно друга



Фиг. VII. 18. Синусно-косинусный потенциометр.

на 90° движками, то, очевидно, с одного потенциометра можно получать одновременно два выходных напряжения:

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U}{2} \sin \alpha; \qquad \text{(VII. 18)}$$

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U}{2} \sin (90^\circ + \alpha) = \frac{U}{2} \cos \alpha. \qquad \text{(VII. 19)}$$

Такой потенциометр, называемый синусно-косинусным, показан на фиг. VII. 18,*а* и получил применение, например, в авиационных автоштурманах. Графики изменения выходных напряжений такого потенциометра в зависимости от угла поворота α его движков показаны на фиг. VII. 18,*б*.

Имеется еще более простая конструкция плоского синусного потенциометра с неограниченным углом вращения движка α, показанная на фиг. VII. 19,*а*.

Этот потенциометр представляет собой плоскую изоляционную пластинку с нанесенной на нее равномерной обмоткой и укрепленной в центре пластинки осью подвижного движка. Выходное напряжение снимается с движка и средней точки *O* обмотки потенциометра. Скользящий контакт движка перемещается по окружности диаметром *D*, показанной на фигуре пунктиром.

Расстояние от средней точки потенциометра до витка, с которым соприкасается скользящий контакт движка, равно

$$l = \frac{D}{2} \sin \alpha.$$

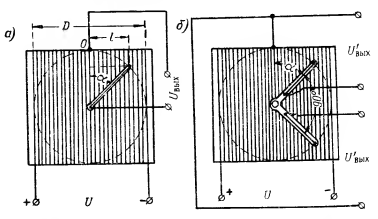
Отношение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ к полному напряжению U питания потенциометра можно записать в виде

$$\frac{U_{\text{вых}}}{\frac{U}{2}} = \frac{l}{\frac{D}{2}},$$

откуда

$$U_{\text{вых}} = \frac{U}{2} \sin \alpha, \qquad \text{(VII. 20)}$$

т. е. меняется по синусоидальному закону.



Фиг. VII. 19. Плоский синусно-косинусный потенциометр.

При наличии двух движков, сдвинутых друг относительно друга на 90° (фиг. VII. 19,*б*), с такого потенциометра можно снимать одновременно как напряжение, пропорциональное синусу угла поворота α,

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U}{2} \sin \alpha,$$

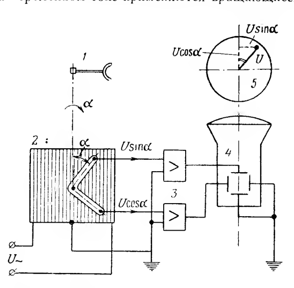
так и напряжение, пропорциональное косинусу α,

$$U''_{\text{вых}} = \frac{U}{2} \sin (90^\circ + \alpha) = \frac{U}{2} \cos \alpha.$$

На фиг. VII. 20 показано применение синусно-косинусного потенциометра в электронном индикаторе кругового обзора радиолокационной станции. Напряжение $U_{\sim}$, пропорциональное дальности цели, подается на синусно-косинусный потенциометр *2*, движки

которого жестко связаны с вращающейся антенной *1*. Если антенна повернута относительно направления движения станции на угол α, то с потенциометра на усилители *3* и затем на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки *4* снимаются напряжения $U \cdot \sin \alpha$ и $U \cdot \cos \alpha$. Следовательно, отметка цели на экране *5* индикатора будет отстоять от центра экрана на расстоянии, пропорциональном $U_{\sim}$ и под углом α к оси экрана.

Для осуществления синусоидальных и косинусоидальных зависимостей на переменном токе применяются вращающиеся трансфор-



Фиг. VII. 20. Применение синусно-косинусного потенциометра в электронном индикаторе кругового обзора.

маторы. Вращающийся трансформатор представляет собой небольшую электрическую машину переменного тока, по конструкции и принципу работы очень похожую на обычный сельсин. Принцип действия вращающегося трансформатора ясен из фиг. VII. 21.

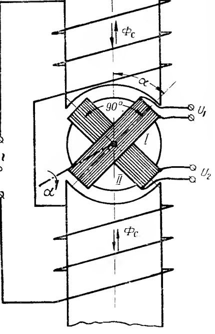
Обмотка статора питается переменным напряжением U и создает пульсирующий магнитный поток Φ_c. Этот магнитный поток в двух обмотках ротора, расположенных пространственно под углом 90° друг к другу, индуктирует электродвижущие силы, величина которых зависит от взаимного расположения обмоток ротора по отношению к обмотке статора. Эта величина максимальна при совпадении осей обмотки ротора и статора и, как было показано для сельсинов, уменьшается по синусоидальному закону до нуля при увеличении угла α между обмоткой ротора и обмоткой статора от 0 до 90°. Следовательно, напряжение на клеммах обмотки *I* ротора будет меняться по закону

$$U_1 = U \cos \alpha, \qquad \text{(VII. 21)}$$

а напряжение на клеммах обмотки II ротора будет меняться по закону

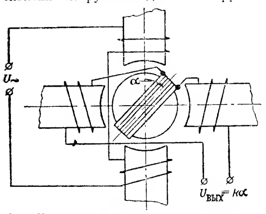
$$U_2 = U\cos(\alpha - 90^\circ) = \\ = U\sin\alpha. \qquad \text{(VII. 22)}$$

Угол α задается поворотом ротора с помощью специальной рукоятки. Работа вращающегося трансформатора, очевидно, не изменится, если обмотку возбуждения, питаемую переменным током, разместить на вращающемся роторе, а две обмотки, сдвинутые пространственно на 90° друг относительно друга, разместить на неподвижном статоре. В этом случае сокращается количество необходимых скользящих токопроводов, и поэтому такая конструкция вращающегося трансформатора практически более употребительна.



Фиг. VII. 21. Принцип действия вращающегося трансформатора.

Вращающиеся трансформаторы получили широкое применение для решения тригонометрических задач ввиду своей простоты и надежности в эксплуатации. Как и для потенциометров, влияние сопротивления нагрузки создает некоторую погрешность работы вращающегося трансформатора.



Фиг. VII. 22. Линейный вращающийся трансформатор.

При небольших углах поворота ротора выходное напряжение вращающегося трансформатора пропорционально величине α, так как в этом случае функция $\sin\alpha$ в достаточной степени линейна. Например, с точностью до 1% эта функция линейна до ~14°. Однако если составить функцию

$$f(\alpha) = \frac{\sin\alpha}{1 + m\cos\alpha},$$

то она может приближаться к линейной значительно ближе, чем $\sin\alpha$. Например, при $m = 0{,}5$ линейность этой функции с точностью до 1% может быть получена в пределах изменения α до $\pm 60^\circ$.

Это свойство используется в *линейном вращающемся трансформаторе,* схема которого показана на фиг. VII. 22. Здесь одна из обмоток статора питается переменным напряжением возбуждения U, а вторая сдвинута относительно первой на 90° и соединена последовательно с обмоткой ротора. Обмотка возбуждения наводит в обмотке ротора э. д. с., пропорциональную $\sin\alpha$, а вторая обмотка статора наводит э. д. с. — $mU_{вых}\cos\alpha$, где коэффициент m получается соответствующим выбором числа витков обмотки статора. Следовательно, напряжение в обмотке ротора

$$U_{вых}=U\sin\alpha - mU_{вых}\cos\alpha,$$

откуда

$$U_{вых}=U\frac{\sin\alpha}{1+m\cos\alpha}\approx k\alpha.$$

§ VII. 3. ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ И ИНТЕГРИРОВАНИЕ

Электрическое дифференцирование и интегрирование получило широкое применение не только в счетно-решающих устройствах, но и в схемах стабилизации и уменьшения динамических погрешностей различных автоматических устройств. Дифференцировать и интегрировать можно как электрические, так и механические величины. Если при дифференцировании или интегрировании результат должен быть получен в виде электрической величины, то для этого применяются в основном схемные способы (контуры из активных сопротивлений, емкостей и индуктивностей, электрические трансформаторы, схемы с электронными усилителями и т. п.). Для дифференцирования механических величин применяются электромеханические устройства типа тахогенераторов. Если результат интегрирования электрической величины должен быть получен в виде механической величины, то для этого также применяются электромеханические устройства по типу электрических машин (интегрирующий электродвигатель постоянного тока, электродинамический интегратор, интегрирующий привод и т. п.).

В настоящем параграфе рассмотрены основные способы электрического дифференцирования и интегрирования, получившие распространение в автоматике.

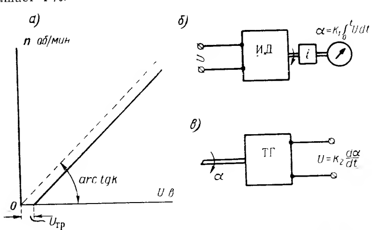
1. Способы электромеханического дифференцирования и интегрирования

Применение электрических двигателей. Небольшие электродвигатели постоянного или переменного тока, обладающие линейной зависимостью числа оборотов в минуту n от величины приложенного напряжения питания U, могут с успехом использоваться для дифференцирования и интегрирования.

Наибольшее применение получили малогабаритные электродвигатели с возбуждением постоянными магнитами, что обеспечивает строгую линейность зависимости $n=f(U)$. Такие электродвигатели

в зависимости от их назначения называют либо интегрирующими двигателями, либо тахогенераторами.

Форма характеристики таких электродвигателей показана на фиг. VII. 23,*а*. Основная погрешность их работы определяется наличием некоторого момента трения, вследствие чего двигатель начинает вращаться только при определенном напряжении питания $U_{тр}$, необходимом для создания вращающего момента, преодолевающего момент трения. Эта погрешность мало сказывается при дифференцировании, а при интегрировании для хороших конструкций не превышает 1%.



Фиг. VII. 23. Интегрирование и дифференцирование с помощью электродвигателей.

Если к клеммам интегрирующего двигателя *И. Д* подвести напряжение U (фиг. VII. 23,*б*), то скорость вращения его оси

$$n=kU,$$

где k — постоянная двигателя, определяемая по углу наклона его характеристики.

Так как угловая скорость вращения оси двигателя

$$\omega=\frac{d\alpha}{dt}=\frac{2\pi n}{60},$$

то угол поворота ее при пренебрежении моментом трения

$$\alpha=\frac{2\pi k}{60}\int_0^t U\,dt \qquad \text{(VII. 23)}$$

пропорционален интегралу от подведенного напряжения U за время t, прошедшее от момента начала вращения. Для удобства отсчета величины угла α ось двигателя связывают с осью указателя с по-

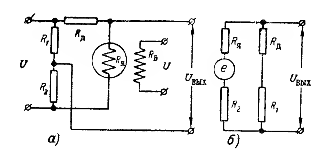
мощью редуктора. Если передаточное число редуктора i, то угол поворота $\alpha_у$ указателя

$$\alpha_{у} = \frac{\pi k}{30i} \int_{0}^{t} U \, dt = k_1 \int_{0}^{t} U \, dt. \qquad \text{(VII. 24)}$$

По свойству обратимости электрических машин на клеммах тахогенератора, ось которого вращается со скоростью n об/мин, создается напряжение

$$U = \frac{n}{k} = \frac{60\omega}{2\pi k} = \frac{30}{\pi k} \frac{d\alpha}{dt} = k_2 \frac{d\alpha}{dt}, \qquad \text{(VII. 25)}$$

пропорциональное первой производной от угла поворота α оси тахогенератора по времени. Эта зависимость используется при диф-



Фиг. VII. 24. Схема дифференцирования без тахогенератора.

ференцировании (фиг. VII. 23,*в*). В этом случае редуктор может быть применен только повышающий, с тем чтобы при малых ω увеличить снимаемое с тахогенератора *ТГ* напряжение U.

Недостатком применения для дифференцирования тахогенератора является создание им момента нагрузки на исследуемой оси.

В тех случаях, когда необходимо получить напряжение, пропорциональное производной от угла поворота выходного электродвигателя, не нагружая его дополнительным тахогенератором, можно применить мостовую схему включения этого электродвигателя, предложенную академиком В. С. Кулебакиным (фиг. VII. 24,*а*). Если при неподвижном якоре сбалансировать мостовую схему, т. е. выполнить условие

$$R_1 R_я = R_2 R_д,$$

то выходное напряжение будет равно нулю. При вращении якоря в его обмотке (см. гл. VI) будет индуктироваться э. д. с.

$$e = c\omega = c \frac{d\alpha}{dt}.$$

Для определения величины выходного напряжения $U_{вых}$ рассмотрим, используя принцип наложения, действие этой э. д. с. отдельно по эквивалентной схеме фиг. VII. 24,*б*

$$U_{вых}=\frac{e}{R_1+R_2+R_я+R_д}(R_1+R_д)$$

или, учитывая, что для равновесной мостовой схемы $R_д=R_1\frac{R_я}{R_2}$, получим окончательно

$$U_{вых}=\frac{R_1\left(1+\frac{R_я}{R_2}\right)}{(R_1+R_2)\left[1+\frac{R_я\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)}{R_1+R_2}\right]}e=\frac{R_1}{R_1+R_2}c\frac{d\alpha}{dt}=k\frac{d\alpha}{dt}.$$

Электродинамический интегратор. Принцип действия электродинамического интегратора (фиг. VII. 25) аналогичен принципу действия обычных счетчиков электрической энергии.

Постоянный по величине ток I_1, протекающий по обмотке возбуждения *1* прибора, создает постоянное магнитное поле, взаимодействуя с которым ток I_2 якоря *2* прибора создает вращающий момент, действующий на якорь:

$$M_{вр}=k_1I_1I_2.$$

На оси якоря укреплен тонкий алюминиевый диск *3*, вращающийся в магнитном поле постоянного магнита *4*.

При вращении диска в поле постоянного магнита в нем индуктируются токи, взаимодействие которых с полем постоянного магнита создает тормозной момент, пропорциональный скорости n вращения якоря:

$$M_т=k_2n.$$

Если пренебречь моментом трения в опорах, который должен быть весьма малым, то для режима установившегося вращения вращающий момент прибора должен уравновешиваться тормозным моментом, т. е. должно выполняться условие

$$k_1I_1I_2=k_2n$$

или

$$n=\frac{d\alpha}{dt}=\frac{k_1I_1}{k_2}I_2,$$

где α — угол поворота якоря.

Если ток I_2 пропорционален интегрируемой величине, задаваемой в виде напряжения U, то

$$\frac{d\alpha}{dt}=kU,$$

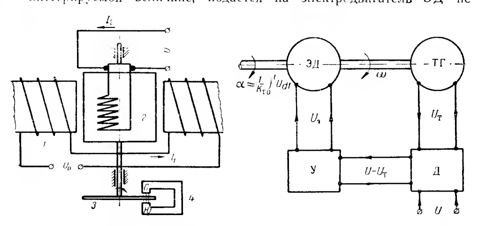
откуда угол поворота якоря

$$\alpha = k \int_0^t U\,dt, \qquad \text{(VII. 26)}$$

т. е. пропорционален интегралу от U за время t.

Интегрирующий привод (привод стабильной скорости). Привод стабильной скорости или интегрирующий привод применяется в том случае, если имеющийся электродвигатель не обладает линейной зависимостью n от U, т. е. не может быть использован для интегрирования непосредственно.

В этом случае (фиг. VII. 26) напряжение U, пропорциональное интегрируемой величине, подается на электродвигатель *ЭД* не



Фиг. VII. 25. Принцип действия электродинамического интегратора.

Фиг. VII.26. Схема интегрирующего привода.

непосредственно, а через электрический дифференциал *Д* и усилитель *У* с коэффициентом усиления $k_у$. С осью электродвигателя жестко связан тахогенератор *ТГ*, создающий напряжение

$$U_{\text{т}} = k_{\text{т}}\,\omega,$$

пропорциональное угловой скорости ω вращения *ЭД*. Это напряжение подается на дифференциал и вычитается в нем из напряжения U. Следовательно, на клеммы электродвигателя всегда поступает усиленная разность напряжений

$$U_э = k_у (U - k_{\text{т}}\,\omega).$$

Если вращающий момент электродвигателя выражается зависимостью обычного вида

$$M_{\text{вр}} = k_1 U_э - k_2\,\omega,$$

то, подставляя сюда $U_э$, получим выражение

$$M_{\text{вр}} = k_1 k_у U - k_1 k_у k_{\text{т}}\,\omega - k_2\,\omega,$$

из которого можно найти величину ω:

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{1}{k_т + \frac{k_2}{k_1 k_у}} U - \frac{M_{вр}}{k_2 + k_1 k_т k_у}, \qquad (VII.27)$$

где α — угол поворота оси электродвигателя.

Если коэффициент усиления $k_у$ усилителя достаточно велик, то выражение (VII. 27) можно заменить приближенным выражением

$$\frac{d\alpha}{dt} \approx \frac{U}{k_т},$$

откуда угол поворота оси электродвигателя

$$\alpha = \frac{1}{k_т} \int_0^t U\, dt, \qquad (VII.28)$$

т. е. пропорционален интегралу от U за время t от начала вращения.

Выражение

$$\frac{M_{вр}}{k_2 + k_1 k_т k_у}$$

представляет собой ошибку интегрирования, величина которой обратно пропорциональна коэффициенту усиления усилителя и не должна превышать долей процента.

2. Дифференцирующие и интегрирующие схемы

Дифференцирование с помощью трансформатора. Если переменное напряжение U, пропорциональное дифференцируемой величине, подается на первичную обмотку электрического трансформатора (фиг. VII. 27), а вторичная обмотка трансформатора работает на нагрузку с достаточно большим сопротивлением (например, электронный усилитель), когда можно пренебречь величиной тока I_2 во вторичной обмотке, то величина напряжения на вторичной обмотке, как известно, может быть записана в виде

$$U_{вых} = M \frac{dI_1}{dt},$$

Фиг. VII. 27. Дифференцирование с помощью трансформатора.

где M — взаимоиндуктивность первичной и вторичной обмоток; I_1 — ток в первичной обмотке.

Если R_1— активное сопротивление первичной цепи трансформатора, то

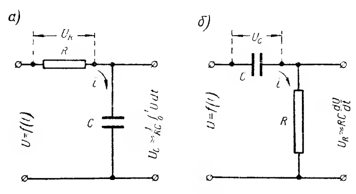
$$I_1 \approx \frac{U}{R_1},$$

откуда

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{M}{R_1} \frac{dU}{dt}, \qquad \text{(VII. 29)}$$

т. е. пропорционально производной от U по времени.

Емкостно-активный контур. Рассмотрим электрический контур (фиг. VII. 28), состоящий из конденсатора



Фиг. VII. 28. Емкостно-активный контур.

емкостью C и активного сопротивления R, к входным клеммам которого приложено напряжение U, пропорциональное величине, подлежащей преобразованию.

Заряд конденсатора

$$Q = CU_C. \qquad \text{(VII. 30)}$$

Любые изменения напряжения будут вызывать соответствующее изменение заряда конденсатора, т. е. по величине изменения напряжения на конденсаторе можно судить о всех изменениях напряжения U, происшедших за некоторый интервал времени t. Следовательно, напряжение на конденсаторе (фиг. VII. 28,*а*) пропорционально интегралу от напряжения U за время t.

Ток в контуре

$$i = \frac{dQ}{dt} \qquad \text{(VII. 31)}$$

появляется только в моменты изменения напряжения и пропорционален величине скорости этих изменений. Если напряжение U постоянно по величине, то и заряд Q конденсатора постоянен, а значит, ток i в контуре равен нулю. Следовательно, по величине падения напряжения U_R на сопротивлении R (фиг. VII. 28,*б*) можно судить о скорости изменения напряжения U.

Другими словами, напряжение U_R пропорционально производной от напряжения U по времени.

Покажем справедливость и пределы применимости приведенных рассуждений.

На основании равенств (VII. 30) и (VII. 31) ток в контуре

$$i = C\frac{dU_C}{dt} \qquad \text{(VII. 32)}$$

и падение напряжения на сопротивлении R

$$U_R = iR = RC\frac{dU_C}{dt}. \qquad \text{(VII. 33)}$$

Приложенное к контуру напряжение U должно быть равно сумме падений напряжения на C и R:

$$U = U_C + U_R. \qquad \text{(VII. 34)}$$

Подставляя сюда значение U_R из формулы (VII. 33), получим следующее уравнение для контура:

$$\frac{dU_C}{dt} + \frac{U_C}{RC} = \frac{U}{RC}. \qquad \text{(VII. 35)}$$

Если подобрать произведение RC настолько большим, что вторым членом в левой части равенства (VII. 35) можно будет пренебречь, то получим приближенно

$$\frac{dU_C}{dt} \approx \frac{U}{RC},$$

откуда напряжение

$$U_C = \frac{1}{RC}\int_0^t U\,dt, \qquad \text{(VII. 36)}$$

т. е. пропорционально интегралу от входного напряжения.

Величина $RC = \tau$, называемая постоянной времени контура, не должна быть, однако, очень большой, так как в этом случае абсолютная величина U_C будет слишком малой для ее точного измерения. Чем меньше τ, тем больше инерционная погрешность контура, т. е. тем большее время необходимо для того, чтобы после окончания процесса изменения U напряжение U_C точно определялось равенством (VII. 36). Следовательно, для интегрирования напряжения U величина τ должна быть тем больше, чем быстрее меняется U во времени. Наиболее хорошие результаты получаются в том случае, когда при большой величине τ увеличение абсолютного значения U_C достигается с помощью электронного усилителя. Погрешности интегрирования при этом будут минимальны.

Аналогично можно проанализировать и процесс дифференцирования, когда выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_R$ снимается с сопро-

тивления R (фиг. VII. 28,б). Для этого продифференцируем равенство (VII. 34):

$$\frac{dU}{dt}=\frac{dU_C}{dt}+\frac{dU_R}{dt}. \qquad \text{(VII. 37)}$$

Из равенства (VII. 33)

$$\frac{dU_C}{dt}=\frac{U_R}{RC}.$$

Подставляя это значение в формулу (VII. 37), получим

$$\frac{dU}{dt}=\frac{U_R}{RC}+\frac{dU_R}{dt}. \qquad \text{(VII. 38)}$$

Если выбрать постоянную контура $\tau=RC$ настолько малой, что можно пренебречь вторым членом правой части равенства (VII. 38) по сравнению с первым, то получим приближенно

$$U_R\approx RC\frac{dU}{dt}, \qquad \text{(VII. 39)}$$

т. е. напряжение, снимаемое с сопротивления R, пропорционально производной от U по времени t.

Чем больше τ, тем в этом случае больше инерционная погрешность контура, т. е. тем больше время, необходимое для того, чтобы после изменения U напряжение U_R точно определялось равенством (VII. 39). С уменьшением τ инерционная погрешность уменьшается, но вместе с тем уменьшается и абсолютная величина напряжения U_R, т. е. затрудняется его измерение. Поэтому для дифференцирования быстро меняющегося напряжения U, выбирая малую τ, необходимо применять электронный усилитель для повышения абсолютного значения U_R.

Чтобы уяснить физический смысл влияния величины $\tau=RC$, рассмотрим точное решение уравнения (VII. 38) для частного случая, когда входное напряжение U во времени изменяется по линейному закону, т. е.

$$U=\frac{dU}{dt}t.$$

Точное решение уравнения (VII. 38) в этом случае имеет вид

$$U_R=CR\frac{dU}{dt}\left(1-e^{-\frac{t}{CR}}\right). \qquad \text{(VII. 40)}$$

Из этого выражения видно, что теоретически равенство (VII. 39) будет справедливо лишь через бесконечно большое время, прошедшее с момента начала изменения величины U. Практически же при достаточно малом CR погрешность дифференцирования, определяемая членом $e^{-\frac{t}{CR}}$, будет достаточно малой уже через небольшой интервал времени.

Действительно, если, например, $U=100$ *в*, $R=100$ *ом* и $C=1$ *мкф*, то

$$\tau=RC=100\cdot1\cdot10^{-6}=10^{-4} \text{ сек.}$$

и после некоторого изменения U, происшедшего со скоростью $\frac{dU}{dt}=1$ *в/сек*, уже через время $t=0{,}001$ сек. скобка

$$\left(1-e^{-\frac{t}{RC}}\right)=\left(1-e^{-\frac{0{,}001}{10^{-4}}}\right)=1-0{,}000045=0{,}999955,$$

определяющая погрешность дифференцирования, отличается от единицы не более чем на 0,005%.

Однако при этом абсолютная величина напряжения U_R

$$U_R=RC\frac{dU}{dt}=10^{-4}\cdot1=0{,}0001 \text{ в}$$

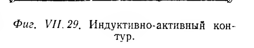
уже трудно измерима и появляется необходимость применения усилителя.

Индуктивно-активный контур. Дифференцирование и интегрирование может быть выполнено с помощью электрического контура, составленного из активного сопротивления R и индуктивности L (фиг. VII. 29).

При протекании тока i через индуктивную катушку на ее зажимах появится напряжение

$$U_L=L\frac{di}{dt}, \qquad \text{(VII. 41)}$$

пропорциональное скорости изменения тока i. Чтобы ток i был пропорционален приложенному напряжению, которое обычно является исследуемой величиной, последовательно с индуктивностью должно быть включено достаточно большое сопротивление R. Индуктивная катушка в этом случае будет служить только для получения и снятия выходного напряжения U_L. Однако напряжение U_L не будет точно соответствовать производной от входного напряжения, так как $U_L=U-U_R$ или



Фиг. VII. 29. Индуктивно-активный контур.

$$L\frac{di}{dt}=U-iR. \qquad \text{(VII. 42)}$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$U_L=\frac{L}{R}\frac{dU}{dt}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t}\right), \qquad \text{(VII. 43)}$$

откуда видно, что напряжение U_L будет пропорционально производной от U по времени только при достаточно малой величине постоянной времени контура $\tau = \frac{L}{R}$.

Как и для емкостно-активного контура, уменьшение постоянной времени τ увеличивает точность дифференцирования, но одновременно уменьшает абсолютное значение U_L, т. е. затрудняет его измерение.

Легко показать, что если выходное напряжение снимать с клемм сопротивления R, то его величина будет пропорциональна интегралу от входного напряжения U.

Индуктивно-активный контур получил, однако, значительно меньшее применение для задач дифференцирования и интегрирования, чем емкостно-активный контур, по чисто практическим соображениям. Индуктивно-активный контур с той же точностью, что и емкостно-активный, т. е. с одинаковой постоянной времени, требует наличия катушек с большой индуктивностью и малым активным сопротивлением. Такие катушки без стали получаются очень громоздкими, а применение катушек индуктивности со сталью нежелательно из-за искажения кривой тока i, вносимого нелинейностью кривой намагничивания стали.

Например, для получения постоянной времени $\tau = 5$ сек. при пользовании емкостно-активным контуром можно выбрать практически удобные значения R и C, скажем, $R = 1$ *мгом* и $C = 5$ *мкф*, тогда $\tau = 5$ сек. Для получения той же величины при использовании индуктивно-активного контура и сопротивлении R порядка 1000 *ом* уже необходима очень большая индуктивность:

$$L = \tau R = 5 \cdot 1000 = 5000 \text{ гн}.$$

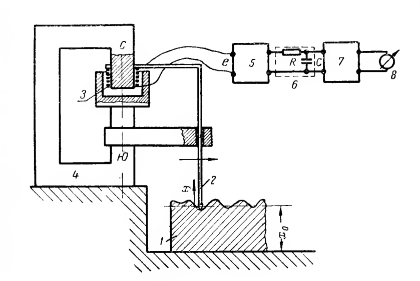
П р и м е р ы п р и м е н е н и я. На фиг. VII. 30 показана принципиальная схема отечественного профилографа для контроля качества обработки поверхности механических деталей.

Щуп *2*, скользя по неровностям поверхности детали *1*, перемещает катушку *3* в зазоре постоянного магнита *4*. Если $B_в$ — магнитная индукция в зазоре постоянного магнита, а k — постоянный коэффициент катушки, то при равномерном движении щупа вдоль исследуемой детали в катушке индуктируется электродвижущая сила e, пропорциональная скорости $\frac{dx}{dt}$ вертикального перемещения щупа:

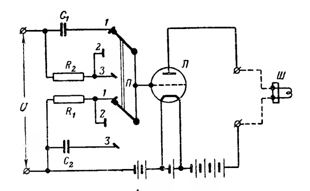
$$e = kB_в \frac{dx}{dt}.$$

Эта э. д. с. предварительно усиливается усилителем *5* и подается на интегрирующий контур *6*. Напряжение

$$U_C = \frac{1}{RC}\int_0^t e\,dt = \frac{kB_в}{RC}\int_0^t \frac{dx}{dt}\,dt = \frac{kB_в}{RC}x,$$



Фиг. VII. 30. Электрический профилограф.



Фиг. VII. 31. Интегро-дифференциатор Шнирмана.

снимаемое с выхода интегрирующего контура, дополнительно усиливается усилителем *7* и подается на измерительный прибор *8*. Отклонение указателя измерительного прибора пропорционально отклонению x размера детали от заданного размера x_0.

Г. Л. Шнирманом разработан универсальный прибор — интегродифференциатор, позволяющий записывать на шлейфовом (магнитоэлектрическом) осциллографе одновременно как саму функцию, так и ее интегралы и производные. На фиг. VII. 31 приведена упрощенная схема[1] одной из девяти секций этого прибора. Исследуемое напряжение U подается на входные зажимы прибора. Трехпозиционный переключатель $П$ дает возможность:

а) в положении *1—1* переключателя осуществлять дифференцирование U. При этом дифференцирующий контур составляется из конденсатора C_1 и сопротивления R_1, а на сетку электронной лампы подается напряжение, снимаемое с сопротивления R_1;

б) в положении *2—2* переключателя осуществлять простое усиление напряжения U. Контур состоит в этом случае только из сопротивлений R_1 и R_2;

в) в положении *3—3* переключателя осуществлять интегрирование U. При этом интегрирующий контур составляется из конденсатора C_2 и сопротивления R_2, а на сетку электронной лампы подается напряжение, снимаемое с конденсатора C_2.

В анодную цепь электронной лампы включается один из шлейфов ($Ш$) осциллографа для каждой секции интегро-дифференциатора, работающих независимо друг от друга.

---

[1] См. Л. Я. Волчек, Электрические методы измерений в двигателях внутреннего сгорания, ГНТИ, 1948, стр. 84.

ГЛАВА VIII

СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ И АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

В современной технике и особенно в авиации, когда человек лишен возможности свободного доступа к какому-либо механизму или не имеет возможности следить за его работой, решающее значение приобретают автоматически работающие устройства. Автоматические устройства могут управляться чувствительным элементом совершенно независимо от человека (например, автоматический регулятор температуры, рассмотренный во введении) либо выполнять задания человека на расстоянии (например, дистанционное управление орудийной башней). Если работа автоматического устройства направляется человеком, то такое устройство называют устройством автоматического управления. Если автоматическое устройство работает совершенно самостоятельно, выполняя задачу поддержания постоянства величины некоторого параметра, то такое устройство называют автоматическим регулятором. В автоматическом регуляторе участие человека обычно исключается, а чувствительный элемент датчика выполняет функции измерительного органа, с помощью которого автоматический регулятор контролирует правильность своей работы. Например, в автоматическом регуляторе температуры отклонение температуры от заданного значения фиксируется чувствительным элементом датчика. Автоматический регулятор, получая этот сигнал от чувствительного элемента, немедленно начинает выполнять действия, направленные к возвращению температуры к заданному значению.

В автоматических устройствах основным движущим элементом является исполнительный орган, а управляющий элемент только направляет его работу. Для контроля работы исполнительного органа вводится отсутствующий у обычных дистанционных передач и измерительных приборов элемент,— обратная связь.

Часть автоматического устройства, предназначенная для согласования с заданной точностью положений управляемого объекта и маломощного управляющего элемента и характеризующаяся наличием обратной связи от ее выхода, связанного с управляемым объ-

ектом, к ее входу, связанному с управляющим элементом, называется следящей системой. Обычно эта часть состоит из датчика рассогласования, преобразователя, источника электроэнергии, электродвигателя и элемента обратной связи.

Частным случаем следящей системы, когда управляющий элемент осуществляет механическое перемещение управляемого органа, является следящий привод.

Выделение части автоматического устройства в виде самостоятельной единицы — следящей системы — вызвано двумя основными обстоятельствами.

1. Во всех самых разнообразных по назначению и исполнению автоматических устройствах всегда можно выделить группу элементов, выполняющих функции следящей системы. Это удобно из-за того, что следящие системы, имея единое принципиальное построение, могут, следовательно, иметь и единую общую теорию, независимо от того, в какое конкретное автоматическое устройство и в каком конкретном исполнении они входят. Наличие же общей теории значительно облегчает и упрощает проектирование и исследование любых автоматических устройств.

2. Во многих случаях следящие системы играют роль совершенно самостоятельных устройств, не требуя никаких дополнительных элементов. Примерами этого могут служить многочисленные системы дистанционного управления стрельбой и тому подобные устройства, не имеющие чувствительного элемента и не предназначенные для автоматического регулирования.

Следовательно, для исследования любых автоматических устройств основной базой является изучение работы и теории основных типов следящих систем. В соответствии с этим в настоящей главе основное внимание уделено рассмотрению следящих систем независимо от их применения в конкретных автоматических устройствах. Отдельно рассматриваются автоматические регуляторы, имеющие некоторые специфические особенности.

Теория и практика автоматического регулирования развились, естественно, раньше теории следящих систем, так как понятие следящей системы появилось в результате обобщения различных автоматических устройств.

Теория следящих систем, являясь частью общей теории автоматического регулирования, исходит из основных положений общей теории колебаний. Поэтому для необходимого единства в изложении материала и для уяснения основных моментов, характеризующих поведение следящих систем, кратко напомним основные положения теории колебаний.

Первый автоматический регулятор И. И. Ползунова и первый электрический автоматический регулятор В. Н. Чиколева, явившийся фактически первой в мире электрической следящей системой, были изобретены и практически применены в России. Первые основы теории автоматического регулирования были заложены русским ученым А. И. Вышнеградским.

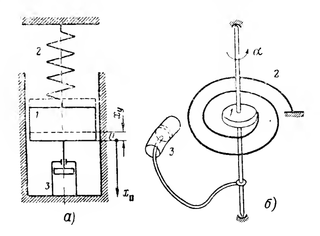
Советская школа регулирования, возглавляемая такими учеными, как А. А. Андронов, В. С. Кулебакин, В. Л. Лосиевский, А. В. Михайлов и др., и поныне занимает ведущее место в мире.

Такое же ведущее место заняли в последнее время советские ученые и в теории следящих систем. Фактически только в Советском Союзе создана и продолжает развиваться подлинно научная теория следящих систем.

§ VIII. 1. НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ КОЛЕБАНИЙ

1. Колебания идеализированной системы

Рассмотрим колебания идеализированной системы, т. е. такой, у которой отсутствуют сухое трение, запаздывание, механические зазоры или «люфты» и т. п. факторы, искажающие картину колебательного движения. Кроме того, ограничим нашу систему одной



Фиг. VIII. 1. Системы с одной степенью свободы.

степенью свободы, что характеризует большинство реальных следящих систем. Под системой с одной степенью свободы будем понимать систему, положение которой вполне определяется какой-нибудь одной независимой координатой, например, углом поворота (для вращающегося вала).

Принятым условиям хорошо удовлетворяет механическая система, показанная на фиг. VIII. 1,*а* и состоящая из груза *1*, подвешенного на упругой спиральной пружине *2*, и воздушного демпфера *3*, создающего так называемое «вязкое» трение, пропорциональное по величине скорости перемещения груза. Груз может перемещаться только вверх и вниз, т. е. его положение целиком определяется только одной координатой x, и, следовательно, система имеет одну степень свободы.

Общее уравнение движения груза легко находится из известного правила механики о том, что в каждый данный момент сумма всех сил, действующих на тело, должна быть равна нулю:

$$m\frac{d^2x}{dt^2}+p\frac{dx}{dt}+Wx-G=0,$$

где произведение массы груза m на его ускорение есть сила инерции $-m\frac{d^2x}{dt^2}$;

произведение коэффициента успокоения p на скорость груза есть сила успокоения $-p\frac{dx}{dt}$;

произведение коэффициента упругости W пружины на перемещение груза есть сила упругости — Wx;

G — вес груза.

Перенеся G в правую часть, как величину постоянную, получим уравнение движения в виде

$$m\frac{d^2x}{dt^2}+p\frac{dx}{dt}+Wx=G. \qquad \text{(VIII. 1)}$$

Величина постоянной правой части не будет отражаться на характере движения груза, а будет определять только его конечное положение. Действительно, чем больше вес груза, тем сильнее он будет растягивать пружину (на величину x_y) в положении покоя. Какие бы движения ни совершал груз, он всегда в конечном счете вернется в это положение покоя, определяемое только его весом, т. е. постоянной правой частью уравнения (VIII. 1).

Если отсчитывать перемещение груза $x_п$ от его положения покоя в растянутом состоянии пружины, то правая часть уравнения (VIII. 1) обратится в нуль, и уравнение переходного состояния груза до его остановки примет вид

$$m\frac{d^2x_п}{dt^2}+p\frac{dx_п}{dt}+Wx_п=0. \qquad \text{(VIII. 2)}$$

Это легко показать, если подставить в формулу (VIII. 1) величину $x=x_y+x_п$, отсчитываемую от положения груза, которое он занял бы при весе $G=0$:

$$m\frac{d^2(x_y+x_п)}{dt^2}+p\frac{d(x_y+x_п)}{dt}+W(x_y+x_п)=G$$

или, так как

$$\frac{d^2x_y}{dt^2}=\frac{dx_y}{dt}=0 \qquad (\text{ибо } x_y=\text{const}):$$

$$m\frac{d^2x_п}{dt^2}+p\frac{dx_п}{dt}+Wx_п+Wx_y=G.$$

Но растяжение пружины под действием веса G

$$x_y = \frac{G}{W}$$

и $Wx_y = G$, т. е. сокращается.

Из сказанного следует, что постоянная правая часть уравнения (VIII. 1) всегда будет определять величину отклонения системы x_y после окончания ее движения, и для определения характера движения можно пользоваться уравнением (VIII. 2), помня, что действительное положение системы для любого момента времени должно определяться из выражения

$$x = x_y + x_п, \qquad \text{(VIII. 3)}$$

где

$$x_y = \frac{G}{W}, \qquad \text{(VIII. 4)}$$

а $x_п$ — решение, даваемое уравнением (VIII. 2) для переходного процесса.

Таким образом, для анализа характера движения груза под действием какого-либо внешнего толчка достаточно исследовать уравнение (VIII. 2).

Для вращающегося груза, показанного на фиг. VIII. 1,*б*, можно записать аналогичное уравнение, если пренебречь моментом трения в опорах и заменить все действующие на груз силы соответствующими моментами:

$J\frac{d^2\alpha}{dt^2}$ — момент инерционных сил $\left(\text{вместо } m\frac{d^2x}{dt^2}\right)$;

$p\frac{d\alpha}{dt}$ — момент успокаивающих сил $\left(\text{вместо } p\frac{dx}{dt}\right)$;

$W\alpha$ — момент упругих сил (вместо Wx).

Уравнения (VIII. 1) и (VIII. 2) при этом примут вид

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + p\frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M_{вр}; \qquad \text{(VIII. 5)}$$

$$J\frac{d^2\alpha_п}{dt^2} + p\frac{d\alpha_п}{dt} + W\alpha_п = 0, \qquad \text{(VIII. 6)}$$

где J — момент инерции вращающегося груза;
$M_{вр}$ — приложенный извне вращающий момент;
α — угол поворота груза.

Уравнение (VIII. 5) выводилось при изучении магнито-электрического гальванометра в главе I (I. 40).

В следящих системах применяется обычно вращательное движение, поэтому в дальнейшем будем всегда использовать уравнение движения системы в записи (VIII. 5) и (VIII. 6).

Рассмотрим вначале частный случай уравнения (VIII. 6).

Пусть демпфер, создающий затухание движения груза, отсутствует, т. е. отсутствуют всякие силы, препятствующие движению груза, и $M_{в.}=0$, т. е. можно полагать $\alpha_п=\alpha$.

Отклоним груз (фиг. VIII. 1,*б*) на величину α_0 от положения покоя и затем отпустим его. Пружина вернет его к положению покоя, причем за счет силы инерции груз перейдет за положение покоя в противоположную сторону. Тогда закрученная пружина, стремясь распрямиться, начнет перемещать груз обратно и т. д. Груз будет колебаться около положения покоя.

Найдем математическое выражение для этого процесса, учитывая, что общее уравнение движения при $p=0$ примет вид

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2}+W\alpha=0 \qquad \text{(VIII. 7)}$$

или

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2}=-\frac{W}{J}\alpha.$$

Физически это равенство означает, что угол α есть такая функция от времени, которая после ее двукратного дифференцирования и умножения на $-\frac{W}{J}$ дает опять такую же функцию. Как известно, такими свойствами обладают синус и косинус. Следовательно, можно предположить, что зависимость α от времени имеет вид

$$\alpha=c_1\sin\left(\sqrt{\frac{W}{J}}\,t\right)+c_2\cos\left(\sqrt{\frac{W}{J}}\,t\right), \qquad \text{(VIII. 8)}$$

где c_1 и c_2 — произвольные постоянные.

Дифференцируя это равенство и подставляя в выражение (VIII. 7), легко убедиться в справедливости сделанного предположения.

Для определения постоянных c_1 и c_2 необходимо использовать начальные условия движения груза. За начальный момент $t=0$ примем момент, когда мы отпустили груз. В этот момент угол его поворота равнялся α_0, а скорость была равна нулю, т. е. $\frac{d\alpha}{dt}=0$.

Подставляя эти значения в формулу (VIII. 8), получим

$$\alpha_0=c_1\cdot 0+c_2\cdot 1,$$

откуда $c_2=\alpha_0$, а продифференцировав выражение (VIII. 8) и полагая

$$t=0 \quad \text{и} \quad \frac{d\alpha}{dt}=0, \text{ т. е.}$$

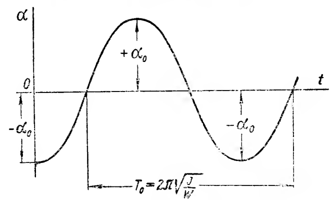
$$\frac{d\alpha}{dt}=c_1\sqrt{\frac{W}{J}}\,1-c_2\sqrt{\frac{W}{J}}\,0=0,$$

найдем, что $c_1=0$.

Итак, имеем окончательное уравнение движения груза

$$\alpha = \alpha_0 \cos\left(\sqrt{\frac{W}{J}}\, t\right). \qquad (\text{VIII. 9})$$

Это уравнение выражает собой незатухающие колебания, причем одно полное колебание совершается в течение такого промежутка



Фиг. VIII. 2. Незатухающие колебания.

времени T_0, называемого периодом незатухающего колебания, в течение которого величина $\sqrt{\frac{W}{J}}\, t$ изменяется на 360° или в радианах на 2π (фиг. VIII. 2), т. е.

$$\sqrt{\frac{W}{J}}\, T_0 = 2\pi.$$

Отсюда период незатухающих колебаний

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J}{W}}. \qquad (\text{VIII. 10})$$

Величина f_0, обратная T_0, т. е. количество колебаний в секунду, называется частотой незатухающих колебаний

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{J}}. \qquad (\text{VIII. 11})$$

Величину $\sqrt{\frac{W}{J}}$ часто называют круговой частотой незатухающих колебаний ω_0:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{W}{J}} = 2\pi f_0. \qquad (\text{VIII. 12})$$

Максимальное отклонение груза от положения покоя α_0 называется амплитудой колебаний. Для незатухающих колебаний, т. е.

при отсутствии сил сопротивления движению, амплитуда, период и частота постоянны по величине.

Совершенно очевидно, что рассмотренный частный случай не соответствует действительности, так как незатухающих, продолжающихся бесконечно долго колебаний в природе не существует. Займемся поэтому исследованием уравнения (VIII. 6) с членом $p \frac{d\alpha}{dt}$, характеризующим наличие затухания.

Решение дифференциального уравнения этого типа обычно ищут в виде подстановки $\alpha = e^{\gamma t}$, где γ — некоторая неизвестная пока постоянная величина. Продифференцировав это выражение и подставив в формулу (VIII. 6), получим

$$(J\gamma^2 + p\gamma + W)\,e^{\gamma t} = 0. \qquad \text{(VIII. 13)}$$

Подстановка $\alpha = e^{\gamma t}$ будет правильной, если левая часть уравнения (VIII. 13), а точнее выражение в скобках, обращается в нуль. Но выражение в скобках является квадратным уравнением относительно γ, т. е. существуют два значения γ_1 и γ_2, обращающих его в нуль:

$$\gamma_{1,2} = -\frac{p}{2J} \pm \sqrt{\left(\frac{p}{2J}\right)^2 - \frac{W}{J}}, \qquad \text{(VIII. 14)}$$

поэтому общим решением уравнения (VIII. 6) будет выражение

$$\alpha = c_1 e^{\gamma_1 t} + c_2 e^{\gamma_2 t}, \qquad \text{(VIII. 15)}$$

где c_1 и c_2 — произвольные постоянные, определяемые из начальных условий движения.

Характер движения системы будет зависеть от соотношения между ее параметрами J, p и W. Если коэффициент успокоения p настолько велик, что в равенстве (VIII. 14)

$$\left(\frac{p}{2J}\right)^2 > \frac{W}{J} \text{ или } p^2 > 4JW, \qquad \text{(VIII. 16)}$$

то подкоренное выражение положительно, а так как при $\frac{W}{J} > 0$

$$\sqrt{\left(\frac{p}{2J}\right)^2 - \frac{W}{J}} < \frac{p}{2J},$$

то оба корня (γ_1 и γ_2) в этом случае будут действительными и отрицательными.

При этом, как показывает равенство (VIII. 15), зависимость α от t будет не колебательной, а монотонно убывающей с течением времени, так как γ_1 и γ_2 в степени e отрицательны. Движущаяся система плавно, без колебаний подходит к положению покоя и тем медленнее, чем больше успокоение p.

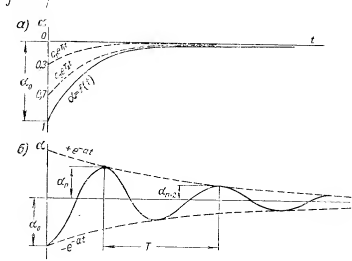
Пусть, например, из начальных условий найдено, что $c_1 = 0{,}3$, а $c_2 = 0{,}7$. Графики $c_1 e^{\gamma_1 t}$ и $c_2 e^{\gamma_2 t}$ показаны на фиг. VIII. 3,*а* пункти-

ром. График $\alpha = f(t)$ определяется геометрическим сложением этих кривых и показан на фиг. VIII. 3,*а* сплошной линией.

Если коэффициент успокоения p взять настолько малым, что будем иметь

$$\left(\frac{p}{2J}\right)^2 < \frac{W}{J} \text{ или } p^2 < 4JW, \qquad \text{(VIII. 17)}$$

то подкоренное выражение в равенстве (VIII. 14) отрицательно $\left(\text{при } \frac{W}{J} > 0\right)$.



Фиг. VIII. 3. Графики движения системы с успокоением.

Примем для упрощения записи следующие обозначения:

$$\frac{p}{2J} = a; \qquad \text{(VIII. 18)}$$

$$\frac{W}{J} - \left(\frac{p}{2J}\right)^2 = \omega^2. \qquad \text{(VIII. 19)}$$

Тогда равенство (VIII. 14) можно переписать так:

$$\gamma_{1,2} = -a \pm \sqrt{-1\,\omega^2} = -a \pm \omega\sqrt{-1} = -a \pm j\omega, \qquad \text{(VIII. 20)}$$

где $j = \sqrt{-1}$, т. е. выражения для корней γ_1 и γ_2 получаются в этом случае комплексными.

Общее решение уравнения (VIII. 15) при этом примет вид

$$\alpha = c_1 e^{(-a+j\omega)\,t} + c_2 e^{(-a-j\omega)\,t} = e^{-at}\left[c_1 e^{j\omega t} + c_2 e^{-j\omega t}\right]. \qquad \text{(VIII. 21)}$$

Из теории комплексных чисел известны соотношения (формулы Эйлера)

$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t, \qquad \text{(VIII. 22)}$$

$$e^{-j\omega t} = \cos\omega t - j\sin\omega t. \qquad \text{(VIII. 23)}$$

Подставляя эти соотношения в формулу (VIII. 21) и обозначая $c_1+c_2=A$ и $j(c_1-c_2)=B$, получим окончательное выражение для уравнения движения нашей системы в виде

$$\alpha=e^{-at}[A\cos\omega t+B\sin\omega t]. \qquad \text{(VIII. 24)}$$

Это уравнение определяет колебательное движение, затухающее с течением времени (фиг. VIII. 3,б) ввиду наличия множителя e^{-at}. Величина

$$\omega=\sqrt{\frac{W}{J}-\left(\frac{p}{2J}\right)^2} \qquad \text{(VIII. 25)}$$

называется круговой частотой затухающих колебаний, а величина

$$T=\frac{2\pi}{\omega}=\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{W}{J}-\left(\frac{p}{2J}\right)^2}} \qquad \text{(VIII. 26)}$$

— периодом затухающих колебаний.

Из формул (VIII. 10), (VIII. 12), (VIII. 25) и (VIII. 26) легко найти соотношение между периодами и частотами затухающих и незатухающих колебаний:

$$T=\frac{T_0}{\sqrt{1-\frac{p^2}{4JW}}}; \qquad \text{(VIII. 27)}$$

$$\omega=\omega_0\sqrt{1-\frac{p^2}{4JW}}. \qquad \text{(VIII. 28)}$$

При изучении затухающих колебаний часто представляет интерес быстрота затухания колебаний. Быстроту затухания характеризуют величиной отношения двух последующих амплитуд α_n и α_{n+2}, отстоящих по времени друг от друга на один период T, называемой декрементом затухания Δ:

$$\Delta=\frac{\alpha_n}{\alpha_{n+2}}=\frac{e^{-at}}{e^{-a(t+T)}}=e^{aT}. \qquad \text{(VIII. 29)}$$

В расчетах для удобства обычно пользуются не этой величиной, а ее натуральным логарифмом, называемым логарифмическим декрементом затухания:

$$\ln\Delta=aT=\frac{pT}{2J}=\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{4JW}{p^2}-1}}. \qquad \text{(VIII. 30)}$$

Если коэффициент успокоения p выбрать так, что

$$\left(\frac{p}{2J}\right)^2=\frac{W}{J} \text{ или } p^2=4JW, \qquad \text{(VIII. 31)}$$

то движение системы будет еще апериодическим, но на грани с колебательным. В теории колебаний такой режим движения называется критическим и играет важную роль, так как определяет границу перехода апериодического движения в колебательное.

Следует отметить, что анализ уравнения (VIII. 6), выполненный здесь, полностью применим к движению магнито-электрического гальванометра в переходном режиме [глава I, формула (I. 40)] и является исходным для правильного выбора режима работы, конструктивных и схемных данных гальванометра.

В качестве другого примера рассмотрим частный случай уравнения (VIII. 5) при отсутствии упругой силы $W\alpha$. Физического смысла в применении непосредственно к системам, изображенным на фиг. VIII. 1, этот случай не имеет, но он уже встречался нам в главе VI при анализе переходного процесса электропривода, уравнение (VI. 16) которого записывалось так:

$$J\frac{d\omega}{dt}+c\omega=M_{п}-M_{с}$$

или, так как в выражении (VI. 16) $\omega=\frac{d\alpha}{dt}$, а $M_{п}-M_{с}=\text{const}=M$,

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2}+c\,\frac{d\alpha}{dt}=M. \qquad \text{(VIII. 32)}$$

Решение (VI. 19) этого уравнения при подстановке значений $\omega_{у}=\frac{M_{п}-M_{с}}{c}=\frac{M}{c}$, $\omega=\frac{d\alpha}{dt}$ и $\tau_{м}=\frac{J}{c}$ принимает вид

$$\frac{d\alpha}{dt}=\frac{M}{c}+c_1e^{-\frac{c}{J}t}. \qquad \text{(VIII. 33)}$$

Зависимость угла поворота α от времени найдем непосредственным интегрированием выражения (VIII. 33):

$$\alpha=\frac{M}{c}\,t-c_1\frac{J}{c}\,e^{-\frac{c}{J}t}+c_2. \qquad \text{(VIII. 34)}$$

Для процесса разгона электропривода в начальный момент времени $t=0$ $\alpha=0$ и $\frac{d\alpha}{dt}=0$, откуда из выражений (VIII. 33) и (VIII. 34) можно найти постоянные интегрирования c_1 и c_2:

$$0=\frac{M}{c}+c_1, \text{ т. е. } c_1=-\frac{M}{c};$$

$$0=-c_1\frac{J}{c}\,1+c_2, \text{ т. е. } c_2=-\frac{MJ}{c^2},$$

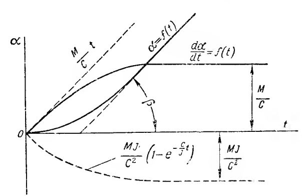
и уравнения разгона электропривода примут вид

$$\frac{d\alpha}{dt}=\frac{M}{c}\left(1-e^{-\frac{c}{J}t}\right); \qquad \text{(VIII. 35)}$$

$$\alpha=\frac{M}{c}\left[t-\frac{J}{c}\left(1-e^{-\frac{c}{J}t}\right)\right]. \qquad \text{(VIII. 36)}$$

Зависимость α от t показана на фиг. VIII.4 сплошной кривой и является геометрической суммой прямой $\frac{M}{c}t$ и экспоненты $\frac{MJ}{c^2}\left(1-e^{-\frac{c}{J}t}\right)$, показанных пунктиром.

Как видно из графика, угол поворота α оси электропривода вначале нарастает по экспоненте за счет преодоления сил инерции



Фиг. VIII.4. Кривые разгона электропривода.

в переходном процессе, а затем увеличивается по прямолинейной зависимости, т. е. пропорционально времени, со скоростью

$$\frac{d\alpha}{dt} = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \beta = \frac{M}{c}.$$

Точная пропорциональность угла поворота времени возможна только при моменте инерции электропривода $J \approx 0$, что практически осуществляется в малоинерционных интегрирующих электродвигателях для счетно-решающих устройств.

2. Колебания реальной системы

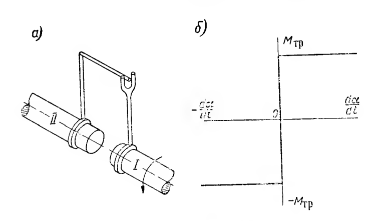
В отличие от рассмотренной выше идеализированной системы реальная движущаяся система находится под воздействием факторов, искажающих характер ее движения. К числу таких факторов относятся, например, сухое трение в подшипниках и механические зазоры между движущимися деталями, или «люфты».

В большинстве эти искажающие факторы не являются непрерывными функциями от времени и поэтому не могут быть непосредственно учтены в едином для всего процесса дифференциальном уравнении движения.

В самом деле, уравнение движения системы должно быть справедливо для любого момента времени. Однако в течение промежутка времени, когда ось I (фиг. VIII.5,*а*) «выбирает» люфт, ось II неподвижна, т. е. не подчиняется уравнению движения оси I.

Наоборот, после соприкосновения осей, когда они начнут двигаться дальше совместно, уравнение движения оси *I* будет справедливо и для оси *II*. Следовательно, чтобы учесть влияние люфта на движение оси *II*, необходимо составить для этих двух участков ее движения два самостоятельных уравнения.

То же самое можно сказать и о влиянии сухого трения, характеристика которого упрощенно показана на фиг. VIII. 5,*б*. Так как момент $M_{тр}$ сухого трения по величине постоянен и всегда направлен против движения системы, то при изменении направления движения его знак меняется. Следовательно, для колебательного движения необходимо составить два отдельных уравнения движения —



Фиг. VIII. 5. Люфт и характеристика момента сухого трения.

одно для положительной, а другое для отрицательной скорости движения.

Наличие разных уравнений для разных интервалов времени, естественно, не позволяет получить общее решение в виде единой математической зависимости положения или скорости системы от времени, справедливой для любого момента времени.

Значительно удобнее в этом случае графическое исследование движения с помощью так называемой позиционно-скоростной или «фазовой» плоскости, широко введенной в теорию колебаний академиком А. А. Андроновым.

На фазовой плоскости по оси абсцисс откладывается величина (угол поворота, перемещение и т. п.), характеризующая положение движущейся системы, а по оси ординат — скорость ее движения.

Для каждого момента времени эти две величины определяют на фазовой плоскости точку, полностью характеризующую состояние системы с одной степенью свободы.

Если состояние системы с течением времени изменяется, то точка на фазовой плоскости перемещается по некоторой линии, называемой фазовой траекторией или просто траекторией.

Преимуществом применения фазовой плоскости, кроме того, является возможность одновременного (по одной кривой) определения по известной траектории скорости и положения движущейся системы, тогда как при использовании обычных временных графиков для этого пришлось бы строить две самостоятельные кривые и совмещать их для заданного момента времени.

Покажем применение фазовой плоскости на примере построения графиков незатухающих и затухающих колебаний идеализированной системы.

Для незатухающих колебаний мы имели уравнение (VIII. 9), которое при замене $\sqrt{\frac{W}{J}} = \omega_0$ запишется так:

$$\alpha = \alpha_0 \cos \omega_0 t. \qquad \text{(VIII. 37)}$$

Продифференцировав это уравнение, найдем выражение для угловой скорости

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\alpha_0\omega_0 \sin \omega_0 t. \qquad \text{(VIII. 38)}$$

Для исключения из равенств (VIII. 37) и (VIII. 38) времени возведем их в квадрат и сложим. Тогда

$$\sin^2\omega_0 t + \cos^2 \omega_0 t = 1 = \frac{\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)^2}{\alpha_0^2\omega_0^2} + \frac{\alpha^2}{\alpha_0^2}$$

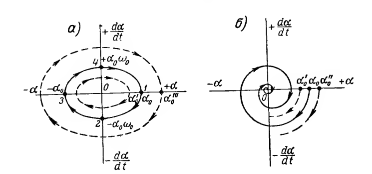
или окончательно получим

$$\alpha^2 + \frac{\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)^2}{\omega_0^2} = \alpha_0^2. \qquad \text{(VIII. 39)}$$

Это выражение для фазовой плоскости, т. е. в координатах α и $\frac{d\alpha}{dt}$ (фиг. VIII. 6, *a*), является уравнением эллипса с центром в начале координат. Направление движения точки по эллипсу показано на фиг. VIII. 6, *a*, стрелками. В начальном положении (точка *1*) $\frac{d\alpha}{dt} = 0$ и $\alpha = \alpha_0$. В момент прохождения системой положения покоя (точка *2*) $\alpha = 0$ и $\frac{d\alpha}{dt} = -\alpha_0\omega_0$. При подходе к другому крайнему положению, т. е. при $\alpha = -\alpha_0$, скорость $\frac{d\alpha}{dt} = 0$ (точка *3*). И, наконец, при следующем проходе положения покоя (точка *4*) $\alpha = 0$ и $\frac{d\alpha}{dt} = +\alpha_0\omega_0$. Знаки в данном случае определяются по физическому смыслу исходя из выбранного направления траектории (по часовой стрелке).

В зависимости от начального отклонения α, величина эллипса меняется (пунктир), но все эллипсы будут замкнутыми, так как колебания не затухают и максимальные значения $\alpha = \pm\alpha_0$ и $\frac{d\alpha}{dt} = \pm\alpha_0\omega_0$ с течением времени не уменьшаются.

Фазовая траектория затухающих колебаний показана на фиг. VIII. 6,*б*. Движение, начинаясь от начального отклонения α_0, постепенно затухает, уменьшаясь как по амплитуде α, так и по скорости $\frac{d\alpha}{dt}$. Фазовые траектории при любых начальных отклонениях представляют собой непересекающиеся спирали, скручивающиеся к



Фиг. VIII. 6. Фазовые траектории незатухающих (*а*) и затухающих (*б*) колебаний.

началу координат, т. е. к положению покоя системы, когда $\alpha = 0$ и $\frac{d\alpha}{dt} = 0$.

Посмотрим, какой вид будет иметь фазовая траектория оси *II* (фиг. VIII. 5,*а*), если она приводится в движение осью *I*, совершающей незатухающие колебания с амплитудой α_0, через передачу с механическим люфтом $\alpha_л$. При этом для упрощения предположим, что ось *II* по сравнению с осью *I* практически безинерционна. При наличии редуктора с большим передаточным числом такое предположение справедливо для большинства следящих систем.

Построение начнем с точки *1*, когда ось *I* отклонилась в крайнее положение ($\alpha = \alpha_0$). При этом ось *II* отклонена на меньший угол (за счет люфта), равный $\alpha_0 - \frac{\alpha_л}{2}$, если в исходном положении штифт находился в середине вилки. Скорости обеих осей равны нулю.

Когда ось *I* начинает возвращаться к положению покоя, ось *II* вначале еще неподвижна до тех пор, пока не будет выбран люфт $\alpha_л$, т. е. она начинает движение вместе с осью *I* сразу с какой-то

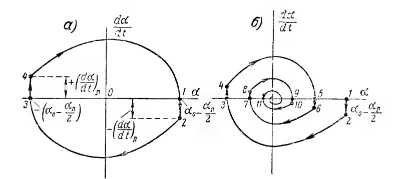
скоростью $-\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)_л$, величину которой легко определить из уравнения (VIII. 39), положив в нем $\alpha=\alpha_0-\alpha_л$:

$$(\alpha_0-\alpha_л)^2+\frac{\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)_л^2}{\omega_0^2}=\alpha_0^2,$$

откуда

$$\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)_л=-\omega_0\sqrt{\alpha_0^2-(\alpha_0-\alpha_л)^2}=-\omega_0\sqrt{\alpha_л(2\alpha_0-\alpha_л)}.$$

Этот интервал изображается на фазовой плоскости вертикальным участком *1—2* траектории (фиг. VIII. 7,*а*).



Фиг. VIII. 7. Фазовые траектории незатухающих (*а*) и затухающих (*б*) колебаний с учетом люфта.

Далее обе оси движутся совместно в соответствии с уравнением (VIII. 39) до тех пор, пока скорость оси *I* опять не станет равной нулю (участок *2—3* траектории). При этом ось *II* отклонится на угол $-\left(\alpha_0-\frac{\alpha_л}{2}\right)$. Затем процесс повторяется в обратном направлении, т. е. ось *II* стоит (участок *3—4* траектории), пока ось *I* не выберет люфт, а затем движется вместе с осью *I* до тех пор, пока ее скорость опять не станет равной нулю.

Как видно, полученная фазовая траектория действительно не может быть описана одним уравнением, но проделанное построение позволяет определить состояние оси *II* (т. е. ее угол поворота и скорость) для любого момента времени, а также найти максимальные амплитуду и скорость колебаний этой оси.

Аналогично можно построить фазовую траекторию затухающих колебаний с учетом люфта, показанную на фиг. VIII. 7,*б*, для рассмотренной системы осей.

Вертикальные участки здесь также характеризуют выбор люфта осью *I* при неподвижной оси *II*.

Обратимся теперь к случаю с затуханием колебаний вследствие наличия только момента сухого трения $M_{тр}$ (фиг. VIII. 5,б), выражающегося уравнением

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2}+W\alpha=\pm M_{тр}. \qquad \text{(VIII. 40)}$$

Решение (VIII. 8) этого уравнения при замене $\sqrt{\frac{W}{J}}$ на ω_0 и учете соотношения (VIII. 3) будет иметь вид

$$\alpha=c_1\sin\omega_0 t+c_2\cos\omega_0 t\pm\alpha_y \qquad \text{(VIII. 41)}$$

и

$$\frac{d\alpha}{dt}=c_1\omega_0\cos\omega_0 t-c_2\omega_0\sin\omega_0 t, \qquad \text{(VIII. 42)}$$

где

$$\alpha_y=\left|\frac{M_{тр}}{W}\right|.$$

Полагая, как и раньше, в начале движения $\frac{d\alpha}{dt}=0$, из уравнения (VIII. 42) находим, что постоянная $c_1=0$. Тогда

$$\alpha=c_2\cos\omega_0 t\pm\alpha_y, \qquad \text{(VIII. 43)}$$

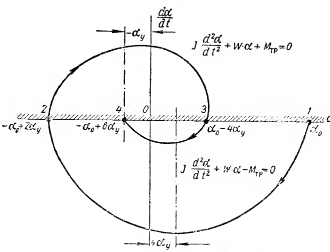
$$\frac{d\alpha}{dt}=-c_2\omega_0\sin\omega_0 t. \qquad \text{(VIII. 44)}$$

Начнем движение от точки *1* (фиг. VIII. 8), для которой $\alpha_1=\alpha_0$. Для отрицательной скорости момент трения положителен и уравнения движения имеют вид

$$\alpha=c_2\cos\omega_0 t+\alpha_y=(\alpha_0-\alpha_y)\cos\omega_0 t+\alpha_y; \qquad \text{(VIII. 45)}$$

$$\frac{d\alpha}{dt}=-(\alpha_0-\alpha_y)\,\omega_0\sin\omega_0 t, \qquad \text{(VIII. 46)}$$

где $c_2=\alpha_0-\alpha_y$ определяется из формулы (VIII. 43) при $t=0$ и $\alpha=\alpha_0$.



Фиг. VIII. 8. Колебания с затуханием вследствие момента сухого трения.

Уравнение фазовой траектории найдем, как и раньше, исключая время из равенств (VIII. 45) и (VIII. 46):

$$\sin^2 \omega_0 t + \cos^2 \omega_0 t = 1 = \frac{\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)^2}{(\alpha_0 - \alpha_y)^2 \omega_0^2} + \frac{(\alpha - \alpha_y)^2}{(\alpha_0 - \alpha_y)^2}$$

или

$$(\alpha - \alpha_y)^2 + \frac{\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)^2}{\omega_0^2} = (\alpha_0 - \alpha_y)^2. \qquad \text{(VIII. 47)}$$

Отсюда, полагая $\frac{d\alpha}{dt} = 0$, находим для точки *2*

$$\alpha_2 = -\alpha_0 + 2\alpha_y.$$

После точки *2* момент трения меняет знак, так как скорость становится положительной, и уравнения (VIII. 45) и (VIII. 46) должны быть заменены следующими:

$$\alpha = c_2 \cos \omega_0 t - \alpha_y = (-\alpha_0 + 3\alpha_y) \cos \omega_0 t - \alpha_y, \qquad \text{(VIII. 48)}$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = -(-\alpha_0 + 3\alpha_y)\, \omega_0 \sin \omega_0 t, \qquad \text{(VIII. 49)}$$

где $c_2 = -\alpha_0 + 3\alpha_y$ определяется из выражения (VIII. 43) подстановкой начальных условий в точке *2*: $t = 0$ и $\alpha = -\alpha_0 + 2\alpha_y$ (рассматривая движение системы заново).

Уравнение фазовой траектории для рассматриваемого участка *2—3* получим аналогично уравнению (VIII. 47):

$$(\alpha + \alpha_y)^2 + \frac{\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)^2}{\omega_0^2} = (\alpha_0 - 3\alpha_y)^2. \qquad \text{(VIII. 50)}$$

Отсюда, полагая $\frac{d\alpha}{dt} = 0$, находим для точки *3*

$$\alpha_3 = \alpha_0 - 4\alpha_y.$$

Далее процесс будет повторяться, причем каждая последующая амплитуда будет уменьшаться на величину $2\alpha_y$.

Фазовая плоскость в рассматриваемом случае разбивается как бы на две области, разграниченные осью абсцисс. В нижней области движение подчиняется уравнению

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + W\alpha - M_{\text{тр}} = 0,$$

и система стремится к смешенному (за счет $M_{\text{тр}}$) положению покоя, определяемому вертикалью $\alpha = +\alpha_y$.

В верхней области движение подчиняется уравнению

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + W\alpha + M_{\text{тр}} = 0,$$

и система стремится к смещенному (за счет $M_{тр}$) положению покоя, определяемому вертикалью при $\alpha = -\alpha_y$.

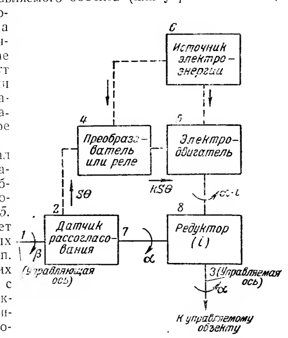
Движение прекращается совсем, как только траектория перестает выходить за пределы интервала $\pm\alpha_y$, так как в этом случае движущие силы уже не могут преодолеть момента сухого трения.

Проведенный анализ дает основные представления о поведении и методах изучения поведения колеблющихся систем. В последующих параграфах эти представления будут применены к реальным следящим системам и несколько расширены.

§ VIII. 2. ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

1. Уравнение следящей системы

Общая скелетная схема следящей системы показана на фиг. VIII. 9. Следящая система выполняет функции согласования углового положения управляемого объекта (или управляемой оси) с положением управляющей оси. Такая схема является наиболее типичной, хотя в общем случае угловые положения могут быть заменены любыми другими величинами (например, электрическим напряжением в регуляторе напряжения).



Фиг. VIII. 9. Скелетная схема следящей системы.

Электрический сигнал от датчика рассогласования *2* поступает в преобразователь *4,* управляющий электродвигателем *5.* Преобразователь может состоять из электрических реле, усилителя и т. п. устройств, связывающих работу электродвигателя с величиной и знаком электрического сигнала, снимаемого с датчика рассогласования. Электродвигатель питается от источника электроэнергии *6* и через понижающий редуктор *8* с передаточным числом i приводит во вращение ось *3* управляемого объекта и ось *7* обратной связи, поворачивая их на одинаковый угол α.

Электрический сигнал датчика рассогласования пропорционален разности угла поворота β управляющей оси *1* и угла поворота α

управляемой оси 3, или, что то же, оси обратной связи 7. Эта разность характеризует ошибку в положении управляемого объекта по отношению к положению управляющей оси и называется углом рассогласования θ:

$$\theta=\beta-\alpha. \qquad \text{(VIII. 51)}$$

Величина этого угла нас и будет всегда интересовать.

С конструкцией датчиков рассогласования познакомимся в следующих параграфах.

При составлении уравнения следящей системы приведем все ее параметры (см. главу VI) — моменты инерции вращающихся деталей, углы поворота, скорости вращения, вращающие моменты и т. п., к управляемой оси 3, т. е. к оси, расположенной после редуктора. Кроме того, учитывая, что передаточное число редуктора обычно достаточно велико, т. е. что вращающий момент электродвигателя, приведенный к оси управляемого объекта, значительно больше момента сопротивления в последнем, будем пренебрегать им, т. е. полагать $M_c=M_{тр}+M_н\approx 0$ и $M_п-M_c\approx M_п$. Очевидно, что ход дальнейших рассуждений не изменится, если величиной M_c пренебречь нельзя. Тогда вместо $M_п$ везде надо подставить $M=M_п-M_c$.

Как указывалось в главе VI, применяющиеся в автоматике электродвигатели имеют следующее выражение (VI. 4) для вращающего момента:

$$M_{вр}=M_п-c\omega=M_п-c\frac{d\alpha}{dt}, \qquad \text{(VIII. 52)}$$

где $M_п$, очевидно, зависит от величины электрического сигнала датчика рассогласования, т. е. от величины угла рассогласования

$$M_п=f(\theta). \qquad \text{(VIII. 53)}$$

Следовательно, учитывая равенства (VIII. 52), (VIII. 53) и (VI. 2), уравнение движения управляемой оси можно записать так:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2}+c\frac{d\alpha}{dt}=M_п=f(\theta), \qquad \text{(VIII. 54)}$$

где все величины, учитывая наличие редуктора, приведены к управляемой оси.

Но в соответствии с формулой (VIII. 51)

$$\alpha=\beta-\theta,$$

$$\frac{d\alpha}{dt}=\frac{d\beta}{dt}-\frac{d\theta}{dt},$$

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2}=\frac{d^2\beta}{dt^2}-\frac{d^2\theta}{dt^2}.$$

Подставляя эти значения в выражение (VIII. 54), получим уравнение следящей системы в виде

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2}+c\frac{d\theta}{dt}=-M_п+c\frac{d\beta}{dt}+J\frac{d^2\beta}{dt^2},$$

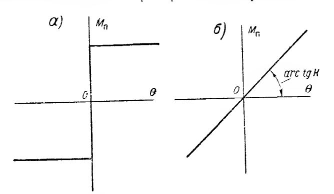
причем для упрощения дальнейшей записи будем обозначать операцию дифференцирования точкой над соответствующей величиной, т. е. запишем уравнение следящей системы так:

$$J\ddot{\theta}+c\dot{\theta}=-M_{\text{п}}+c\dot{\beta}+J\ddot{\beta}, \qquad \text{(VIII. 55)}$$

где

$$\ddot{\theta}=\frac{d^2\theta}{dt^2},\quad \dot{\theta}=\frac{d\theta}{dt},\quad \dot{\beta}=\frac{d\beta}{dt}\ \text{ и }\ \ddot{\beta}=\frac{d^2\beta}{dt^2}.$$

В общем случае движение управляющей оси может иметь произвольный характер, и тогда уравнение (VIII. 55) не может быть решено, так как неизвестны $\dot{\beta}$ и $\ddot{\beta}$. Однако практически движение



Фиг. VIII. 10. Характеристики момента $M_{\text{п}}$ для релейных (*а*) и пропорциональных (*б*) следящих систем.

управляющей оси можно свести к двум возможным в технике режимам:

1) Управляющая ось быстро (скачком) перемещается на какой-то угол β_0 и затем останавливается, а управляемая ось «отрабатывает», т. е. воспроизводит это перемещение. В этом случае $\dot{\beta}=0$ и $\ddot{\beta}=0$, и уравнение (VIII. 55) приводится к виду

$$J\ddot{\theta}+c\dot{\theta}=-M_{\text{п}}=-f(\theta). \qquad \text{(VIII. 56)}$$

Для работы в таком режиме преимущественное применение получили так называемые «контактные» или «релейные» следящие системы с нелинейной зависимостью $M_{\text{п}}$ от θ (см. фиг. VIII. 10,*а*).

2) Управляющая ось перемещается с постоянной скоростью вращения $\dot{\beta}=\dot{\beta}_0$. С такой же скоростью должна перемещаться и управляемая ось. В этом случае $\ddot{\beta}=0$, и уравнение (VIII. 55) приводится к виду

$$J\ddot{\theta}+c\dot{\theta}=-M_{\text{п}}+c\dot{\beta}_0=-f(\theta)+c\dot{\beta}_0. \qquad \text{(VIII. 57)}$$

Для работы в этом режиме преимущественное применение получили так называемые «бесконтактные», или «пропорциональные»

следящие системы с линейной зависимостью $M_п$ от θ (см. фиг. VIII. 10,*б*).

Анализ работы пропорциональных и релейных следящих систем различается принципиально, и поэтому в последующих параграфах они рассматриваются самостоятельно.

2. Основные параметры следящих систем

Остановимся кратко на основных параметрах, характеризующих любую следящую систему.

1) Величина максимально допустимого момента нагрузки, создаваемой управляемым объектом, определяется мощностью электродвигателя, которую с этой точки зрения всегда желательно увеличивать. Однако при ограниченной мощности управляющего элемента величина этой мощности лимитируется возможностями преобразователя. Чем мощнее электродвигатель, тем труднее им управлять и тем сложнее должен быть преобразователь.

2) Время, в течение которого следящая система отрабатывает заданное ей изменение положения управляющего элемента, т. е. быстродействие следящей системы, определяется максимальной установившейся скоростью вращения электродвигателя и передаточным числом редуктора между осью электродвигателя и осью управляемого объекта.

3) Величина минимального изменения положения управляющего элемента, при которой следящая система уже приходит в действие, т. е. чувствительность следящей системы, определяется конструкцией датчика рассогласования, типом и коэффициентом усиления преобразователя и минимальной величиной напряжения, необходимого для начала вращения электродвигателя.

4) Характер движения управляемой оси зависит при заданном электродвигателе, как показано в § VIII. 1, от момента инерции и успокоения системы. При большой инерционности и малом успокоении управляемая ось будет приходить к необходимому положению путем ряда последовательных колебаний. При малой инерционности и большом успокоении характер этого движения будет апериодическим. Однако наличие в следящей системе дополнительного источника энергии может существенно изменить картину движения управляемой оси, если в преобразователе (например, реле) имеется временнóе запаздывание, т. е. отставание по времени сигнала, управляющего электродвигателем, от сигнала датчика рассогласования.

В самом деле, пусть, например, после заданного отклонения управляющей оси управляемая ось вращается электродвигателем в направлении согласования положений этих осей. В какой-то момент времени t_1 это согласование наступит, и сигнал датчика станет равным нулю. Однако электродвигатель ввиду временнóго запаздывания в этот момент еще не выключится и будет продолжать вращать управляемую ось до момента времени t_2, т. е. повернет управляемую ось на угол больший, чем нужно, и сообщит

ей некоторое дополнительное количество энергии. Если потери на трение (сухое и вязкое) в следящей системе больше этого дополнительного количества энергии, то амплитуда ее колебаний хотя и медленнее, но будет уменьшаться. Однако если это дополнительное количество энергии больше потерь на трение, то колебания управляемой оси начнут возрастать и могут достигнуть недопустимых размеров.

В случае когда это дополнительное количество энергии окажется равным потерям на трение, управляемая ось окажется в режиме незатухающих (несмотря на наличие трения) колебаний с постоянной амплитудой, или, как говорят, автоколебаний.

Явление автоколебаний особенно часто встречается в релейных следящих системах, в которых временно́е запаздывание бывает относительно большим.

5) Если в следящей системе возможны нарастающие колебания, то ее называют неустойчивой. Для устранения этого явления принимают специальные меры. Устойчивость является, таким образом, одним из необходимых свойств следящей системы.

6) Под точностью следящей системы понимают разницу в положениях управляемой и управляющей осей, т. е. угол рассогласования между ними в установившемся рабочем состоянии. Если управляемая ось в конечном установившемся состоянии неподвижна, то говорят о статической точности следящей системы. В случаях когда управляемая ось в конечном установившемся состоянии не остается неподвижной, например, при автоколебательном режиме или в режиме следования за управляющей осью, вращающейся с постоянной скоростью, говорят о динамической точности следящей системы, понимая под этим максимально возможную в процессе установившихся колебаний величину угла рассогласования между управляемой и управляющей осями.

Статическая точность определяется в основном конструкцией датчика рассогласования и сухим трением в следящей системе. Динамическая точность, помимо этого, зависит от инерционности и временно́го запаздывания следящей системы.

Для одинаковых параметров электродвигателя при апериодическом движении управляемой оси статическая точность может быть меньше, чем динамическая точность в колебательном режиме. Это является основной причиной, по которой в ряде следящих систем допускается указанный выше автоколебательный режим работы.

7) Любая следящая система характеризуется, наконец, экономичностью, т. е. простотой изготовления и обслуживания, стоимостью, габаритами и т. п. факторами.

§ VIII. 3. ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

Как уже указывалось, пропорциональные следящие системы характеризуются линейной зависимостью момента $M_п$ от угла рассогласования, что значительно облегчает их исследование, так как позволяет применить для него обычный математический аппарат.

В этом случае для всего процесса движения справедливо дифференциальное уравнение движения (VIII. 57), в котором

$$M_п = f(\theta) = k\theta, \tag{VIII. 58}$$

т. е.

$$J\ddot{\theta} + c\dot{\theta} + k\theta = + c\dot{\beta}_0, \tag{VIII. 59}$$

где k — коэффициент пропорциональности (см. фиг. VIII. 10, *б*);

$c\dot{\beta}_0 = \text{const}$.

Достоинствами пропорциональных следящих систем, обеспечившими им широкое применение в автоматике, являются:

1) плавность работы ввиду пропорциональности вращающего момента углу рассогласования;

2) малое временно́е запаздывание, т. е. отсутствие автоколебаний;

3) возможность применения в качестве датчика рассогласования почти всех типов датчиков, реагирующих на механическое перемещение. Чтобы превратить обычный датчик в датчик рассогласования, достаточно связать управляющую ось с его подвижной частью, а ось обратной связи — с нормально неподвижной частью.

К числу основных недостатков пропорциональных следящих систем относятся:

1) необходимость усилителя для достижения высокой точности и чувствительности;

2) применение усилителя в большинстве случаев требует питания переменным током;

3) малая скорость перемещения управляемой оси при малых рассогласованиях, так как при этом вращающий момент стремится к нулю.

1. Динамическая погрешность

Величину динамической погрешности можно определить, решив уравнение (VIII. 59) относительно θ.

Это решение уже приводилось в начале настоящей главы и в принятых обозначениях имеет вид

$$\theta = \theta_у + \theta_п,$$

где $\theta_у$ — погрешность в установившемся режиме слежения;

$\theta_п$ — погрешность переходного режима.

Для определения величины $\theta_у$ в уравнении (VIII. 59) необходимо приравнять нулю скорость и ускорение рассогласования, т. е. $\dot{\theta}$ и $\ddot{\theta}$:

$$k\theta_у = c\dot{\beta}_0,$$

откуда

$$\theta_у = \frac{c}{k}\dot{\beta}_0, \tag{VIII. 60}$$

т. е. величина установившейся погрешности тем больше, чем больше скорость $\dot{\beta}_0$ вращения, заданная управляющей оси.

Расшифруем величину k, определяемую равенством (VIII. 58). В главе VI показано [например, равенства (VI. 47) или (VI. 62)], что величина пускового момента $M_п$ электродвигателя может быть связана с величиной управляющего им напряжения через некоторый коэффициент пропорциональности m, являющийся постоянной электродвигателя:

$$M_п = mU_у.$$

Если обозначить через $S_д$ чувствительность датчика к углу рассогласования, то напряжение, снимаемое с датчика на преобразователь, будет равно

$$U_д = S_д \theta.$$

В пропорциональных следящих системах основным типом преобразователя обычно является электронный усилитель с коэффициентом усиления μ. Следовательно, напряжение $U_у$, подаваемое на электродвигатель, связано с напряжением $U_д$ датчика равенством

$$U_у = \mu U_д.$$

Из написанных выражений легко определить k:

$$M_п = mU_у = m\mu U_д = m\mu S_д \theta,$$

откуда

$$k = \frac{M_п}{\theta} = m\mu S_д. \qquad (VIII. 61)$$

Из равенств (VIII. 60) и (VIII. 61) видно, что установившаяся погрешность тем меньше, чем больше чувствительность датчика и коэффициент усиления усилителя.

Выражение для погрешности $\theta_п$ переходного режима, как указывалось, в зависимости от параметров системы может иметь различный вид, определяя либо апериодический, либо колебательный характер ее изменения. Апериодический режим в реальных следящих системах практически не применяется, так как в этом случае ввиду большого затухания (c) установившаяся погрешность, как видно из равенства (VIII. 60), будет слишком большой.

Для колебательного режима с затуханием равенства (VIII. 3) и (VIII. 24) в принятых обозначениях дают

$$\theta = \theta_у + \theta_п = \frac{c}{k}\dot{\beta}_0 + e^{-at}[A\cos\omega t + B\sin\omega t], \qquad (VIII. 62)$$

где

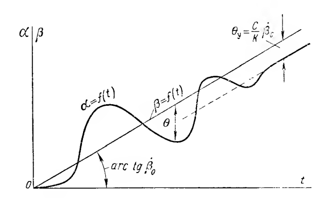
$$a = \frac{c}{2J} \qquad (VIII. 63)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{J} - \left(\frac{c}{2J}\right)^2}. \qquad (VIII. 64)$$

Для определения постоянных A и B используем начальные условия:

$$t=0, \quad \theta=0, \quad \dot{\theta}=\dot{\beta}=\dot{\beta}_0,$$

которые формулируются так: если управляющая ось в некоторый начальный момент начала вращаться с постоянной скоростью $\dot{\beta}_0$, то, так как управляемая ось в начальный момент еще неподвижна, угол рассогласования $\theta=0$, а скорость рассогласования равна скорости управляющей оси.



Фиг. VIII. 11. Графики движения осей пропорциональной следящей системы.

Полагая $t=0$ и $\theta=0$, получим из выражения (VIII. 62)

$$0=\frac{c}{k}\dot{\beta}_0+A,$$

откуда

$$A=-\frac{c}{k}\dot{\beta}_0.$$

Дифференцируя выражение (VIII. 62), получим

$$\frac{d\theta}{dt}=e^{-at}(-A\,\omega\sin\omega t+B\omega\cos\omega t-Aa\cos\omega t-Ba\sin\omega t)$$

и полагая $t=0$, а $\frac{d\theta}{dt}=\dot{\beta}_0$, получим

$$\dot{\beta}_0=B\omega-Aa=B\omega+\frac{ca}{k}\dot{\beta}_0,$$

откуда

$$B=\frac{\dot{\beta}_0}{\omega}\left(1-\frac{ca}{k}\right).$$

Подставляя значения A и B в формулу (VIII. 62), получим окончательное выражение для динамической погрешности пропорциональной следящей системы

$$\theta = \frac{c}{k}\dot{\beta}_0 + e^{-at}\frac{\dot{\beta}_0}{k}\left[\frac{k - ca}{\omega}\sin\omega t - c\cos\omega t\right] =$$

$$= \frac{c}{k}\dot{\beta}_0\left[1 + e^{-at}\left(\frac{k - ac}{c\omega}\sin\omega t - \cos\omega t\right)\right]. \qquad \text{(VIII. 65)}$$

Это равенство физически выражает то, что если управляющую ось следящей системы внезапно привести во вращение со скоростью $\dot{\beta}_0$, то управляемая ось будет следовать за ней, совершая колебания, затухающие с течением времени. Через некоторый промежуток времени колебания управляемой оси прекратятся, и она будет вращаться с постоянной скоростью $\dot{\beta}_0$ и постоянным углом рассогласования (отставанием) $\theta_y = \frac{c}{k}\dot{\beta}_0$ по отношению к управляющей оси. Этот процесс графически изображен на фиг. VIII. 11.

2. Статическая погрешность

Статической погрешностью интересуются в том случае, когда следящая система отрабатывает некоторый угол поворота β_0 управляющей оси, т. е. когда ее скорость в конечном состоянии равна нулю и, следовательно, динамическая погрешность отсутствует. При этом точность работы следящей системы целиком определяется величиной статической погрешности, так как погрешность $\theta_п$ переходного режима быстро исчезает.

Величина погрешности $\theta_п$ переходного режима попрежнему определяется уравнением (VIII. 24), где постоянные A и B определяются аналогично предыдущему из начальных условий движения: при $t=0$ $\theta=\beta=\beta_0$ и $\dot{\theta}=\dot{\beta}=0$, откуда

$$A = \beta_0; \quad B = \frac{a}{\omega}A = \frac{a}{\omega}\beta_0,$$

и выражение (VIII. 24) для $\theta_п$ принимает вид

$$\theta_п = \beta_0 e^{-at}\left[\cos\omega t + \frac{a}{\omega}\sin\omega t\right]. \qquad \text{(VIII. 66)}$$

Как видно, с течением времени эта погрешность обращается в нуль.

Величина установившейся погрешности определяется моментом сухого трения $M_{тр}$ в следящей системе, которым в данном случае пренебречь нельзя.

С учетом момента сухого трения и равенства $\dot{\beta}_0=0$ уравнение (VIII. 59) примет вид

$$J\ddot{\theta} + c\dot{\theta} + k\theta = \pm M_{тр}. \qquad \text{(VIII. 67)}$$

Установившаяся погрешность определяется при скорости и ускорении рассогласования, равных нулю. Следовательно,

$$k\theta_у^{ст} = \pm M_{тр},$$

откуда

$$\theta_у^{ст} = \pm \frac{M_{тр}}{k} = \pm \frac{M_{тр}}{m\mu S_д}. \qquad \text{(VIII. 68)}$$

Знак $\pm$ указывает, что статическая установившаяся погрешность может быть как положительной, так и отрицательной, в зависимости от направления движения управляемой оси в момент остановки. Так как погрешность вследствие трения существует и в начальном согласованном положении осей (при $t=0$ $\beta=\beta_0 \pm M_{тр}/k$), то величина постоянных A и B не изменится.

Выражение полной погрешности для любого момента времени будет иметь для данного режима вид

$$\theta = \theta_у^{ст} + \theta_п = \pm \frac{M_{тр}}{k} + \beta_0 e^{-at}\left[\cos \omega t + \frac{a}{\omega} \sin \omega t\right]. \qquad \text{(VIII. 69)}$$

3. Выбор параметров следящей системы

При расчете пропорциональных следящих систем наиболее часто приходится решать задачу выбора коэффициента усиления μ усилителя и передаточного числа i редуктора по заданной точности работы и максимально необходимой скорости слежения $\dot{\beta}_{0m}$. При этом обычно ориентируются на имеющиеся электродвигатель, приблизительно подходящий по мощности, и датчик рассогласования, характеристики которых считаются известными.

Сделаем по этому поводу несколько замечаний.

1) По условиям возможности слежения осей максимальное передаточное число редуктора не должно превышать отношения максимальной установившейся скорости $\omega_{у\,m}$ электродвигателя к максимальной возможной скорости $\dot{\beta}_{0m}$ управляющей оси:

$$i_{max} \leqslant \frac{\omega_{у\,m}}{\dot{\beta}_{0m}}. \qquad \text{(VIII. 70)}$$

Практически лучше выбирать величину i не более 50% от i_{max}.

2) Минимально необходимую величину коэффициента усиления μ усилителя легко определить из соотношения (VIII. 68):

$$\mu_{min} = \frac{M_{тр}}{mS_д\theta_у^{ст}}, \qquad \text{(VIII. 71)}$$

если задана максимально допустимая статическая погрешность $\theta_у^{ст}$ и известен момент сухого трения.

3) Более точно величину максимально допустимого передаточного числа редуктора можно найти из равенства (VIII. 60), если известна максимально допустимая величина установившейся динамической погрешности $\theta_у$. Действительно, в выражении (VIII. 60)

$\theta_y = \frac{c}{k}\dot{\beta}_0$ коэффициенты c_* и k_* электродвигателя должны быть приведены к управляемой оси. Для приведения воспользуемся формулами приведения моментов (VI. 23) и c (VI. 26). Тогда

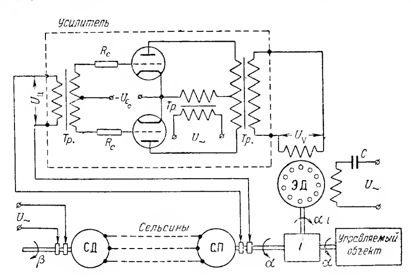
$$\theta_y = \frac{c_* i^2}{k_* i}\dot{\beta}_0 = \frac{c_*}{k_*} i\dot{\beta}_0,$$

откуда

$$i_{max} = \frac{k_* \theta_y}{c_* \dot{\beta}_0}, \qquad \text{(VIII. 72)}$$

где k_* и c_* взяты на оси электродвигателя.

Пример расчета 15. На фиг. VIII. 12 изображена принципиальная схема типовой пропорциональной следящей системы. Управляющая ось при повороте на угол β вращает ротор сельсина-датчика (*С. Д*), расположенного в пункте управления. Обмотки статора *С. Д* соединены с обмотками статора сельсина-приемника (*С. П*), жестко связанного через редуктор с осью электродвигателя (*Э. Д*) и управляемым объектом. *С. П* используется в трансформаторном режиме, т. е. при повороте управляющей оси на угол β он остается вначале неподвижным, а с его ротора снимается переменное напряжение $U_д = U \sin\theta$, фаза которого определяется знаком β. Это напряжение подается на фазочувствительный усилитель, работа которого описана в § III. 9. В зависимости от фазы $U_д$ больший анодный ток протекает либо в верхней, либо в нижней полуобмотках выходного трансформатора, т. е. соответственно фазе $U_д$ изменяется и фаза напряжения U_y на управляющей обмотке, а значит, и направление вращения двухфазного асинхронного электродвигателя *Э. Д*. Электродвигатель через понижающий редуктор i поворачивает управляемый объект и ротор *С. П* на угол $\alpha \approx \beta$. При этом напряжение $U_д$ становится равным нулю, и система останавливается. При непрерывном вращении управляющей оси управляемый объект будет воспроизводить все изменения ее углового положения.



Фиг. VIII. 12. Схема следящей системы к примеру 15.

Для этой следящей системы необходимо определить потребное передаточное число i редуктора, коэффициент усиления μ усилителя и характер переходного процесса для двух возможных режимов работы управляющей оси: 1) поворот на заданный угол β_0 с последующей остановкой и 2) вращение с постоянной скоростью $\dot{\beta}_0 = 10$ об/мин $= 1{,}05$ 1/сек.

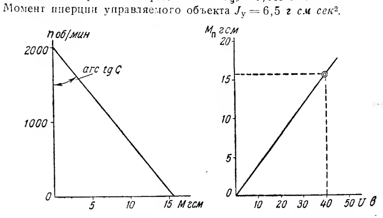
Известно, что

1) Переменное напряжение питания (сельсинов и двухфазного асинхронного электродвигателя) $U = 60$ *в*.

2) Характеристики электродвигателя (фиг. VIII. 13) — при управляющем напряжении $U_{y0} = 40$ *в* установившаяся скорость вращения электродвигателя $n_{y*} = 2000$ об/мин $= 210$ 1/сек. и пусковой момент $M_{п*} = 16$ *гсм*; момент трения в электродвигателе $M_{тр*} = 1{,}2$ *гсм*.

3) Момент инерции электродвигателя $J_{э*} = 0{,}015$ *г см сек*².

Момент инерции управляемого объекта $J_y = 6{,}5$ *г см сек*².



Фиг. VIII. 13. Характеристики асинхронного электродвигателя к примеру 15.

4) Максимально допустимая установившаяся динамическая погрешность $\theta_y = 0{,}573° = 0{,}01$ *рад*.

Максимально допустимая статическая погрешность (при остановке следящей системы)

$$\theta_y^{ст} = \frac{1}{2}\theta_y = 0{,}2865° = 0{,}005 \text{ рад}.$$

Решение: 1) В качестве датчика рассогласования в данной следящей системе использован сельсин в трансформаторном режиме. В главе IV для напряжения, снимаемого с сельсина в трансформаторном режиме, было получено выражение

$$U_д = U \sin\theta = 60 \sin\theta.$$

Для малых углов рассогласования θ функцию синуса можно приближенно заменить линейной зависимостью. Полагая, что угол рассогласования в нашей следящей системе не будет превышать 2°, найдем чувствительность датчика следующим образом:

$$\sin 2° = 0{,}035;$$

$$S_д = \frac{U_д}{\theta} = \frac{U \cdot 0{,}035}{2} = \frac{60 \cdot 0{,}035}{2} = 1{,}05 \text{ в/град} = 60 \text{ в/рад}.$$

2) По характеристикам электродвигателя определяем

$$m = \frac{M_{п*}}{U_{y0}} = \frac{16}{40} = 0{,}4 \text{ гсм/в}.$$

Коэффициент вязкого трения, создаваемого электродвигателем, находим по формуле (VI. 5):

$$c_* = \frac{M_{п_*} - M_{c_*}}{\omega_{у_*}} \approx \frac{M_{п_*}}{\omega_{у_*}} = \frac{16}{210} = 0{,}076 \text{ г см сек.}$$

3) По формуле (VIII. 68) определяем величину коэффициента k_*:

$$k_* = m\mu S_д = \frac{M_{тр_*}}{\theta_у^{ст}} = \frac{1{,}2}{0{,}005} = 240 \text{ г см/рад.}$$

Отсюда необходимый коэффициент усиления усилителя

$$\mu = \frac{k_*}{mS_д} = \frac{240}{0{,}4 \cdot 60} = 10.$$

4) Необходимую величину передаточного числа редуктора находим по формуле (VIII.72)

$$i_{max} = \frac{k_*}{c_*} \frac{\theta_у}{\dot{\beta}_0} = \frac{240}{0{,}076} \frac{0{,}01}{1{,}05} = 30.$$

5) Проверим правильность выбора коэффициента усиления усилителя. При $i = 30$ и скорости вращения управляющей оси $\dot{\beta}_0 = 10$ об/мин электродвигатель должен вращаться со скоростью

$$n_* = \dot{\beta}_0 i = 10 \cdot 30 = 300 \text{ об/мин.}$$

При этом установившаяся погрешность $\theta_у = 0{,}01$ *рад*, т. е. датчик создает напряжение на входе усилителя

$$U_д = S_д \theta_у = 60 \cdot 0{,}01 = 0{,}6 \text{ в.}$$

По характеристикам электродвигателя (фиг. VIII. 13) легко найти напряжение $U_у$ на выходе усилителя, необходимое для того, чтобы электродвигатель вращался со скоростью $n_* = 300$ об/мин:

$$\frac{U_у}{U_{у0}} = \frac{n_*}{n_{у_*}},$$

откуда

$$U_у = \frac{n_*}{n_{у_*}} U_{у0} = \frac{300}{2000} 40 = 6 \text{ в.}$$

Следовательно, коэффициент усиления усилителя должен быть равен

$$\mu = \frac{6}{0{,}6} = 10,$$

что сходится с полученной ранее величиной.

6) Приведение параметров следящей системы к управляемой оси выполняется по формулам главы VI:

$$J_э = J_{э_*} i^2 = 0{,}015 \cdot 30^2 = 13{,}5 \text{ г см сек}^2.$$

Общий момент инерции на управляемой оси

$$J = J_э + J_у = 13{,}5 + 6{,}5 = 20 \text{ г см сек}^2;$$

$$c = c_* i^2 = 0{,}076 \cdot 30^2 = 68 \text{ г см сек};$$

$$k = k_* i = 240 \cdot 30 = 7200 \text{ г см/рад};$$

$$M_п = M_{п_*} i = 16 \cdot 30 = 480 \text{ г см};$$

$$M_{тр} = M_{тр_*} i = 1{,}2 \cdot 30 = 36 \text{ г см.}$$

7) Для определения характера переходного режима подсчитаем величины

$$\frac{k}{J} = \frac{7200}{20} = 360;$$

$$\left(\frac{c}{2J}\right)^2 = \left(\frac{68}{2 \cdot 20}\right)^2 = 1,7^2 \approx 2,9.$$

Так как $\frac{k}{J} > \left(\frac{c}{2J}\right)^2$, то из выражения (VIII. 16) видно, что характер движения — колебательный с затуханием. Частота колебаний

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{J} - \left(\frac{c}{2J}\right)^2} = \sqrt{360 - 2,9} = 19 \text{ радиан в секунду.}$$

Период колебаний по формуле (VIII. 26)

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{6,28}{19} = 0,33 \text{ сек.}$$

Логарифмический декремент затухания найдем по формуле (VIII. 30):

$$\ln \Delta = aT = \frac{c}{2J} T = 1,7 \cdot 0,33 \approx 0,56.$$

8) Выражения для погрешности в любой момент времени для режима отклонения управляющей оси на заданный угол β_0 находим по формуле (VIII. 69):

$$\theta = \pm \frac{M_{\text{тр}}}{k} + \beta_0 e^{-at}\left[\cos \omega t + \frac{a}{\omega} \sin \omega t\right] =$$

$$= \pm 0,005 + \beta_0 e^{-1,7t}\left[\cos 19t + 0,09 \sin 19t\right],$$

а для режима вращения управляющей оси с постоянной скоростью $\dot{\beta}_0 = 1,05$ 1/сек. — по формуле (VIII. 65):

$$\theta = \frac{c}{k} \dot{\beta}_0 \left[1 + e^{-at}\left(\frac{k - ac}{c\omega} \sin \omega t - \cos \omega t\right)\right] =$$

$$= 0,01\left[1 + e^{-1,7t}(5,45 \sin 19t - \cos 19t)\right].$$

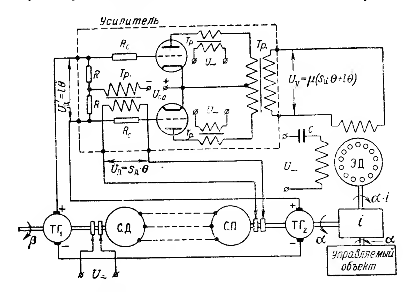
4. Способы уменьшения колебаний следящей системы

Увеличение коэффициента c вязкого трения способствует более быстрому затуханию колебаний переходного процесса в следящей системе. Однако воздействие на режим переходного процесса с помощью этого коэффициента не применяется по двум причинам. С одной стороны, для увеличения вязкого трения в системе сверх создаваемого самим электродвигателем необходимо применение специального демпфирующего устройства, что приводит к усложнению следящей системы. С другой стороны, как видно из равенства (VIII. 60), увеличение c одновременно увеличивает затухание и установившуюся динамическую погрешность θ_y.

Если создать в следящей системе вязкое трение, пропорциональное скорости рассогласования $\dot{\theta}$, а не скорости $\dot{\alpha}$ электродвигателя, то установившаяся динамическая погрешность будет равна нулю. Однако практически вязкое трение, создаваемое электродвигателем, всегда остается, а значит, остается и установившаяся ди-

намическая погрешность. Применение вязкого трения, пропорционального $\dot{\theta}$, позволяет в этом случае увеличить затухание колебаний, не увеличивая установившейся динамической погрешности, т. е. повышает качество следящей системы, не ухудшая ее точности. Поэтому такой способ уменьшения колебаний получил широкое распространение в современных пропорциональных следящих системах.

Вязкое трение, пропорциональное скорости рассогласования, вводится обычно в виде электрического сигнала, пропорционального скорости рассогласования и добавляемого к электрическому

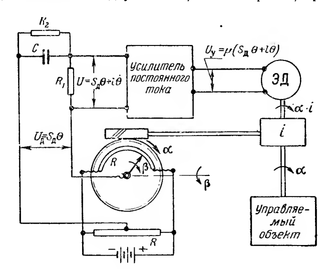


Фиг. VIII. 14. Следящая система с вязким трением, пропорциональным скорости электродвигателя и скорости рассогласования.

сигналу датчика, пропорциональному углу рассогласования. Это может быть осуществлено с помощью любого из дифференцирующих устройств (тахогенератор, дифференцирующий контур, трансформатор и т. п.), рассмотренных в главе VII. Иногда такой способ уменьшения колебаний называют стабилизацией следящей системы с помощью введения первой производной (т. е. скорости) от угла рассогласования; еще лучших результатов можно добиться введением дополнительных электрических сигналов, пропорциональных второй производной (т. е. ускорению) и интегралу от угла рассогласования. Однако эти способы применяются значительно реже и на них останавливаться не будем.

Рассмотрим следящую систему с вязким трением c, создаваемым электродвигателем, и вязким трением, пропорциональным скорости рассогласования, создаваемым дифференцирующим устройством. Такая следящая система показана на фиг. VIII. 14. Она отличается от следящей системы, изображенной на

фиг. VIII. 12, только наличием двух небольших тахогенераторов — $ТГ_1$ на управляющей оси сельсина датчика $С. Д$, создающего напряжение, пропорциональное скорости $\dot{\beta}$ управляющей оси, и $ТГ_2$ на управляемой оси сельсина приемника $С. П$, создающего напряжение, пропорциональное скорости $\dot{\alpha}$ управляемой оси. Тахогенераторы включены навстречу друг другу, поэтому на вход усилителя подается дополнительный сигнал, пропорциональный разности $\dot{\beta}-\dot{\alpha}$, т. е. пропорциональный скорости рассогласования $\dot{\theta}$. Общий сигнал, подаваемый на вход усилителя, таким образом, пропорционален сумме $\theta+\dot{\theta}$. Для обеспечения фазочувствительности усилителя анодные цепи электронных ламп питаются раздельно напряжениями, сдвинутыми по фазе друг относительно друга на 180°.



Фиг. VIII. 15. Следящая система с потенциометрическим датчиком и дифференцирующим контуром.

Напряжение на выходе усилителя, управляющее электродвигателем ($ЭД$), равно

$$U_у=\mu(U_д+U_д')=\mu(S_д\theta+l\dot{\theta}),$$

где l — конструктивная постоянная тахогенераторов.

Следовательно, пусковой момент электродвигателя

$$M_п=mU_у=m\mu S_д\theta+m\mu l\dot{\theta}=k\theta+L\dot{\theta}, \qquad \text{(VIII. 73)}$$

где

$$k=m\mu S_д, \quad \text{а} \quad L=m\mu l.$$

Аналогичный результат получается в следящей системе, изображенной на фиг. VIII. 15, с помощью применения емкостно-активного дифференцирующего контура. Дифференцирующие контуры

значительно проще, чем тахогенераторы, и не имеют движущихся частей, поэтому в настоящее время они получают все более широкое применение. На фиг. VIII. 15 при повороте управляющей оси на такой же угол β поворачивается движок кругового потенциометра R. Управляемая ось связана механической передачей с корпусом потенциометра и поворачивает его вслед за движком при вращении электродвигателя. Напряжение $U_д$, снимаемое с движка потенциометра, пропорционально углу поворота движка относительно потенциометра, т. е. углу рассогласования θ следящей системы.

Это напряжение подается на дифференцирующий контур, состоящий из конденсатора C и сопротивлений R_1 и R_2.

Если угол рассогласования θ постоянен, то и напряжение $U_д$ постоянно. В этом случае ток в контуре, проходя через сопротивления R_1 и R_2, создает на сопротивлении R_1 падение напряжения, пропорциональное по величине углу рассогласования θ. Ток через конденсатор не проходит.

Если θ изменяется, то в ветви конденсатора появляется ток, пропорциональный скорости $\dot{\theta}$ изменения угла рассогласования. Этот ток, проходя по сопротивлению R_1, создает на нем дополнительное падение напряжения, пропорциональное скорости рассогласования. Таким образом, на вход усилителя подается суммарное напряжение

$$U = S_д\theta + l\dot{\theta},$$

и пусковой момент электродвигателя постоянного тока *ЭД*, как и для схемы фиг. VIII. 14, равен

$$M_п = mU_у = m\mu U = m\mu S_д\theta + m\mu l\dot{\theta} = k\theta + L\dot{\theta},$$

где $k = m\mu S_д$, $L = m\mu l$, а l — постоянная дифференцирующего контура.

5. Погрешность следящей системы с дополнительной производной от угла рассогласования

Для определения погрешности рассмотренных следящих систем в режиме вращения управляющей оси с постоянной скоростью $\dot{\beta}_0$ подставим выражение (VIII. 73) для пускового момента в уравнение (VIII. 57):

$$J\ddot{\theta} + (c + L)\dot{\theta} + k\theta = c\dot{\beta}_0. \quad \text{(VIII. 74)}$$

Полагая равными нулю скорость и ускорение рассогласования в режиме установившегося слежения, найдем, что установившаяся погрешность в этом случае

$$\theta_у = \frac{c}{k}\dot{\beta}_0 \quad \text{(VIII. 75)}$$

имеет такую же величину, как и для следящей системы без введения производной от угла рассогласования, и не зависит от величины L.

Так как уравнение (VIII. 74) отличается от уравнения (VIII. 59) только коэффициентом при $\dot{\theta}$, то его полное решение для колебательного режима будет иметь такой же вид, как и равенство (VIII. 65):

$$\theta = \frac{c}{k}\dot{\beta}_0\left[1 + e^{-a_1 t}\left(\frac{k - a_1 c}{c\omega_1}\sin\omega_1 t - \cos\omega_1 t\right)\right], \qquad \text{(VIII. 76)}$$

но только с другими значениями постоянной a и частоты колебаний ω:

$$a_1 = \frac{c+L}{2J}; \quad \omega_1 = \sqrt{\frac{k}{J} - \left(\frac{c+L}{2J}\right)^2}, \qquad \text{(VIII. 77)}$$

причем $a_1 > a$ и $\omega_1 < \omega$, т. е. логарифмический декремент затухания (VIII. 30) будет также больше:

$$\ln \Delta_1 = a_1 T = a_1 \frac{2\pi}{\omega_1} > \ln \Delta.$$

Следовательно, колебания следящей системы будут затухать значительно быстрее, чем колебания следящей системы без дополнительной производной.

Статическая погрешность системы в режиме поворота управляющей оси на некоторый угол β_0 с последующей ее остановкой, определяемая моментом сухого трения, очевидно, не изменится и будет попрежнему равна

$$\theta_y^{\text{ст}} = \pm \frac{M_{\text{тр}}}{k}.$$

Выражение полной погрешности для любого момента времени (VIII. 69) в этом режиме также изменится только за счет других значений $a = a_1$ и $\omega = \omega_1$:

$$\theta = \pm \frac{M_{\text{тр}}}{k} + \beta_0 e^{-a_1 t}\left[\cos\omega_1 t + \frac{a_1}{\omega_1}\sin\omega_1 t\right]. \qquad \text{(VIII. 78)}$$

В качестве иллюстрации влияния вязкого трения, пропорционального скорости рассогласования, подсчитаем декремент затухания для следящей системы примера 15, если $L = c = 68$ *г см сек.*

В этом случае

$$a_1 = \frac{c+L}{2J} = \frac{68+68}{2 \cdot 20} = 3{,}4;$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{k}{J} - \left(\frac{c+L}{2J}\right)^2} = \sqrt{\frac{7200}{20} - 3{,}4^2} = 18{,}7;$$

$$\ln \Delta_1 = a_1 \frac{2\pi}{\omega_1} = 3{,}4\,\frac{2 \cdot 3{,}14}{18{,}7} = 1{,}14,$$

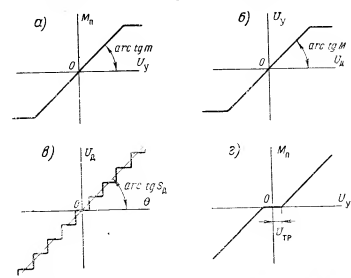
где $\frac{2\pi}{\omega_1} = T_1 = 0{,}336$ сек. — период колебаний.

Колебания в переходном режиме затухают вдвое быстрее.

6. Работа пропорциональной следящей системы в реальных условиях

До сих пор работа пропорциональных следящих систем рассматривалась в предположении линейной зависимости момента электродвигателя $M_п$ от угла рассогласования θ. Следящие системы с существенно нелинейной зависимостью $M_п$ от θ выделены в отдельную группу и рассматриваются в § VIII. 4.

Однако линейность характеристики $M_п = f(\theta)$ даже в пропорциональных следящих системах практически нарушается из-за ряда



Фиг. VIII. 16. Различные типы нелинейностей в зависимости $M_п$ от θ.

причин и может быть принята только в тех случаях, когда нарушение этой линейной зависимости мало сказывается на работе следящей системы.

В самом деле, зависимость пускового момента электродвигателя от угла рассогласования выражалась формулой (VIII. 61):

$$M_п = m\mu S_д \theta,$$

в которой предполагалось, что величины m, μ и $S_д$ постоянны и равны

$$m = \frac{M_п}{U_у}, \quad \mu = \frac{U_у}{U_д}, \quad S_д = \frac{U_д}{\theta}.$$

На самом деле эти величины постоянны только в определенных пределах.

Насыщение стали электродвигателя ограничивает величину $M_п$ при неограниченном росте $U_у$. Эта зависимость условно показана на фиг. VIII. 16,*а* (плавная реальная кривая, для того чтобы под-

черкнуть нелинейность, заменяется ломаной). Напряжение $U_у$ на выходе усилителя также не может неограниченно расти при росте напряжения $U_д$ на входе усилителя вследствие ограниченного анодного тока (ток насыщения) электронных ламп. То же самое справедливо и для любого усилителя. Например, в магнитном усилителе предел выходного напряжения определяется насыщением стали и т. п. Реальная характеристика усилителя условно показана на фиг. VIII. 16,*б*.

Следовательно, при повышении точности или чувствительности пропорциональных следящих систем вследствие увеличения коэффициента усиления зависимость $M_п$ от θ приобретает нелинейный характер.

Чувствительность датчика $S_д$ также не является строго постоянной. В главе II указывалось (фиг. II. 4), что характеристика реостата или потенциометра может считаться линейной только приближенно, а на самом деле имеет ступенчатый характер. То же самое относится и к сельсинам, у которых зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования только приближенно может считаться линейной (ввиду зубчатости строения ротора и статора), и к другим датчикам. Типовая характеристика датчика показана на фиг. VIII. 16,*в*. При необходимости большой точности следящей системы, когда допустимый угол рассогласования приближается к величине, соответствующей одной ступеньке характеристики датчика, зависимость пускового момента от угла рассогласования приобретает явно нелинейный характер.

О нелинейности, вносимой моментом сухого трения и механическим люфтом, сказано раньше.

Следует указать также, что линейность зависимости $M_п$ от θ нарушается вследствие временного запаздывания электродвигателя и преобразователя и, наконец, вследствие того, что реальный электродвигатель начинает вращаться не от нулевого значения напряжения $U_у$, а при напряжении $U_у$, большем, чем «напряжение трогания» электродвигателя (фиг. VIII. 16,*г*).

Всеми этими факторами можно пренебрегать и считать зависимость $M_п=f(\theta)$ линейной только до определенных пределов повышения точности и чувствительности следящих систем. При переходе к повышенным точностям и чувствительностям изложенный выше математический аппарат, предполагающий линейность характеристик, становится явно непригодным, так как режим работы пропорциональных следящих систем в этом случае приближается к режиму работы существенно нелинейных следящих систем.

Отсюда становится необходимым ознакомление с методами анализа и исследования существенно нелинейных или релейных следящих систем, которым и посвящен § VIII. 4. Эти методы значительно сложнее, чем методы анализа пропорциональных следящих систем с приближенно линейными характеристиками, и требуют предварительного знакомства со специальными разделами высшей математики. Поэтому они будут излагаться очень кратко и с такими упрощениями, какие только возможны без нарушения

основных принципиальных зависимостей. Весь материал, посвященный релейным следящим системам, может быть непосредственно использован при анализе пропорциональных следящих систем с учетом нелинейностей (для следящих систем высокой точности).

§ VIII. 4. РЕЛЕЙНЫЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

1. Особенности работы

Как уже указывалось, контактные (или релейные) следящие системы характеризуются существенно нелинейной зависимостью (фиг. VIII. 10,*а*) пускового момента от угла рассогласования и применяются в основном в режиме поворота управляющей оси на некоторый угол β_0 с последующей ее остановкой. Этот режим работы и будем предполагать в дальнейших исследованиях, тем более, что, как показала практика, если релейная следящая система удовлетворительно работает в этом режиме, то она в большинстве случаев будет удовлетворительно работать и в режиме вращения управляющей оси с постоянной скоростью $\dot{\beta}_0$ при не очень больших значениях этой скорости.

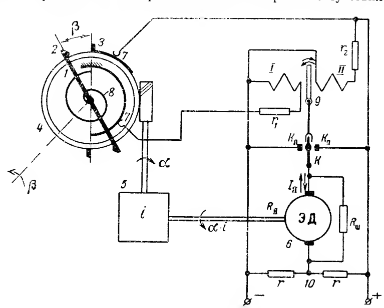
Нелинейная зависимость (фиг. VIII. 10,*а*) пускового момента от угла рассогласования наиболее просто осуществляется с помощью обычных контактов, непосредственно или через дополнительное реле управляющих включением электродвигателя. Отсюда и произошло название этих следящих систем. Если датчик рассогласования выполнен в виде потенциометра, то эта нелинейность появляется из-за срабатывания и отпускания электромагнитного реле, управляющего электродвигателем.

Рассмотрим работу простейшей релейной системы, применяющейся в автоматических приборах (фиг. VIII. 17). Управляющая ось соединена с рычагом *1*, на конце которого находится электрический контакт *2*, замыкающийся с другим контактом *3*, укрепленным на вращающемся кольце *4*. Кольцо *4* приводится во вращение через редуктор *5* электродвигателем *6* постоянного тока с магнитным полем возбуждения, создаваемым постоянным магнитом (на схеме не показан). Электрический ток к обмотке *I* реле *9* подводится через специальные контактные кольца *7*, контакт *2* и упругую токоподводящую спиральную пружинку *8*. Обмотка *II* реле *9* постоянно подключена к источнику питания.

Управление электродвигателем осуществляется с помощью двухобмоточного электромагнитного реле *9*. Если ток в обмотке *II* реле больше, чем ток в обмотке *I*, то якорь реле переместится вправо и замкнет подвижный контакт *К* электродвигателя с левым неподвижным контактом $K_л$. При этом, так как сопротивление $R_я$ якоря электродвигателя много меньше, чем сопротивление r делителя напряжения *10*, ток якоря $I_я$ будет направлен снизу вверх, и электродвигатель придет во вращение. Если, наоборот, ток в обмотке *I* реле будет больше, чем ток в обмотке *II*, то якорь реле переместится влево и замкнет подвижный контакт электро-

двигателя с правым неподвижным контактом $K_п$. При этом ток якоря будет направлен сверху вниз, и электродвигатель переключится на противоположное направление вращения. В обоих случаях скорость вращения электродвигателя быстро нарастает до постоянного установившегося значения, определяемого величиной тока в якоре, т. е. напряжением питания и величиной сопротивлений r и $R_я$.

Сопротивление $R_ш$, как указано в гл. VI, служит для динамического торможения электродвигателя в интервале отсутствия тока



Фиг. VIII. 17. Релейная следящая система без зоны изоляции.

в якоре. Его наличие облегчает и ускоряет процесс изменения направления вращения электродвигателя.

Предположим, что управляющая ось, а значит, и рычаг *1* повернулись влево на угол β. При этом контакты *2* и *3* разомкнутся и обмотка *I* реле обесточится. Якорь реле переместится вправо и включит электродвигатель в таком направлении, чтобы кольцо *4* и связанный с ним управляемый объект (например, стрелка указателя) поворачивались также влево. Когда кольцо *4* повернется на угол β, контакты *2* и *3* замкнутся. При этом в обмотке *I* реле появится ток больший, чем в обмотке *II*, так как сопротивление r_2, включенное последовательно с обмоткой *II*, больше, чем сопротивление r_1, включенное последовательно с обмоткой *I*, а сопротивления самих обмоток одинаковы. Следовательно, якорь реле переместится влево и переключит электродвигатель на обратное направление вращения. Кольцо *4* начнет поворачиваться вправо, и контакты *2* и *3* разомкнутся. Электродвигатель опять изменит направ-

ление вращения, и контакты опять замкнутся. Этот процесс будет повторяться все время, следовательно, управляемая ось, повернувшись на заданный угол β, не остановится, а будет совершать около этого положения небольшие колебания, постоянные по амплитуде. Если передаточное число редуктора достаточно велико, то эти колебания практически могут быть незаметны. Зато чувствительность такой следящей системы очень большая. Самое незначительное перемещение управляющей оси сейчас же вызывает соответствующее смещение среднего положения управляемой оси.

Работа этой схемы типична для большинства релейных следящих систем. Аналогичная по режиму работы схема фотоэлектронного компаса (фиг. II. 42) приведена в качестве примера в главе II. Несмотря на кажущееся разнообразие схем и конструкций релейных следящих систем, применяемых в современной технике, основная идея их работы всегда одна — при возникновении угла рассогласования между управляющей и управляемой осями электродвигатель с помощью контактного устройства и дополнительных реле, необходимых для усиления мощности, приводится во вращение с постоянной скоростью в направлении уничтожения этого рассогласования.

Основные различия в релейных следящих системах могут быть в конструкциях датчиков рассогласования, типах дополнительных реле и способах уменьшения колебаний управляемой оси, на которых остановимся дальше.

Наличие неустранимых колебаний при необходимости высокой чувствительности и точности следящей системы является основным недостатком релейных следящих систем по сравнению с пропорциональными. Этот недостаток объясняется принципиальной их особенностью — независимостью пускового момента, а значит, и установившейся скорости вращения электродвигателя от угла рассогласования. Этот недостаток особенно сказывается в режиме вращения управляющей оси с постоянной скоростью, так как управляемая ось в релейных следящих системах в этом случае принципиально не может вращаться с постоянной скоростью, равной скорости вращения управляющей оси. Она будет то обгонять управляющую ось, то отставать из-за реверсирования электродвигателя в моменты равенства нулю угла рассогласования и неравенства установившейся скорости вращения электродвигателя необходимой скорости слежения. Поэтому релейные следящие системы применяются почти исключительно в режиме отработки заданного угла.

Релейные следящие системы по сравнению с пропорциональными следящими системами обладают такими достоинствами, как простота и дешевизна, а также высокая чувствительность и быстродействие (вследствие того, что даже при незначительных рассогласованиях они сразу приходят в действие с полным пусковым моментом и максимальной скоростью вращения электродвигателя).

В пропорциональных же следящих системах пусковой момент и скорость электродвигателя тем меньше, чем меньше угол рас-

согласования, и, следовательно, они могут реагировать на малые углы рассогласования только при значительном усилении сигнала, получаемого от датчика рассогласования.

Кроме того, в ряде случаев немаловажным фактором является то, что релейные следящие системы могут работать исключительно на постоянном напряжении, в то время как пропорциональные из-за необходимости усилителя обычно требуют переменного напряжения питания.

2. Приближенный анализ релейных следящих систем

Учитывая наличие существенной нелинейности в зависимости пускового момента электродвигателя от угла рассогласования, будем при рассмотрении релейных следящих систем, так же как и для пропорциональных, пренебрегать малыми нелинейностями (механический люфт, момент сухого трения, напряжение трогания электродвигателя и т. п.), лишь незначительно искажающими характер движения. Как было показано выше, при необходимости (для следящих систем высокой точности) их всегда можно учесть, пользуясь методами, существующими для учета существенных нелинейностей. Приближенность анализа будет заключаться в основном в том, что мы вначале будем пренебрегать временны́м запаздыванием в следящей системе, создаваемым электромагнитными реле (время срабатывания реле).

Как уже указывалось, для нелинейных систем нельзя составить единого уравнения движения для всего процесса. Поэтому исследование релейных следящих систем обычно выполняется последовательно по отдельным участкам, для которых можно составлять самостоятельные уравнения движения. Если последовательно проследить по участкам весь процесс движения, начиная от момента начала движения, то можно судить об его характере и параметрах (положении и скорости) движущихся осей в любой момент движения. Для этого движение в каждом новом участке необходимо начинать с начальных условий, соответствующих конечным условиям предыдущего участка, или, как говорят, «припасовывая» отдельные участки друг к другу.

Наиболее удобным способом для такого исследования является применение фазовой плоскости, о которой сказано в начале главы. Поэтому фазовая плоскость будет использоваться в дальнейшем для пояснения результатов математических выводов вместо обычной временно́й плоскости.

Рассмотрим вначале поведение управляемой оси простейшей следящей системы, изображенной на фиг. VIII. 17, после того как (в момент времени $t=0$) управляющая ось внезапно переместилась на угол β_0 и затем была остановлена.

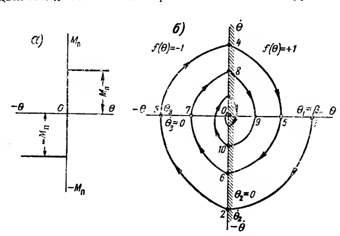
В начальный момент времени управляемая ось еще неподвижна, угол рассогласования θ, равен $\theta_1=\beta_0-\alpha=\beta_0$, а скорость рассогласования $\dot{\theta}=\dot{\beta}-\dot{\alpha}=0$. Начальный момент времени изображен точкой *1* на фиг. VIII. 18, *б*.

Так как момент $M_п$ электродвигателя при $\theta > 0$ положителен (фиг. VIII. 18,*а*), то уравнение (VIII. 56) движения следящей системы для начального периода имеет вид

$$J\ddot{\theta} + c\dot{\theta} = -M_п \qquad \text{(VIII. 79)}$$

и справедливо для участка *1 — 2* траектории.

В точке *2* угол рассогласования θ меняет знак, и момент $M_п$ электродвигателя становится отрицательным, т. е. уравнение дви-



Фиг. VIII. 18. Зависимость вращающего момента от угла рассогласования (*а*) и траектория на фазовой плоскости (*б*) следящей системы фиг. VIII. 17.

жения (VIII. 56) следящей системы для участка *2—3—4* траектории, в течение которого $\theta < 0$, примет вид

$$J\ddot{\theta} + c\dot{\theta} = +M_п. \qquad \text{(VIII. 80)}$$

Начальными условиями движения на этом участке будут, очевидно, параметры точки *2*: при $t = 0$ $\theta = 0$, $\dot{\theta} = \dot{\theta}_2$.

На участке *4—5—6* траектории угол рассогласования опять больше нуля и справедливо уравнение движения (VIII. 79) и т. д.

В общем виде, справедливом для любого участка траектории, уравнение движения может быть записано так:

$$J\ddot{\theta} + c\dot{\theta} = -M_п f(\theta), \qquad \text{(VIII. 81)}$$

где принимается, что $f(\theta) = +1$ при $\theta > 0$,

$$f(\theta) = -1 \text{ при } \theta < 0.$$

Решения подобного уравнения (VIII. 32) приводились уже в начале главы [(VIII. 33) и (VIII. 34)] и для принятых нами обозначений имеют вид

$$\dot{\theta} = -\frac{M_п f(\theta)}{c} + c_1 e^{-\frac{c}{J}t}; \qquad \text{(VIII. 82)}$$

$$\theta = -\frac{M_п f(\theta)}{c} t - c_1 \frac{J}{c} e^{-\frac{c}{J}t} + c_2. \qquad \text{(VIII. 83)}$$

Здесь произвольные постоянные интегрирования c_1 и c_2 определяются из начальных условий движения, которые в самом общем случае могут быть записаны так:

$$\text{при } t=0 \quad \theta=\theta_0, \quad \dot{\theta}=\dot{\theta}_0,$$

где θ_0 и $\dot{\theta}_0$ — параметры начальной точки любого участка траектории на фазовой плоскости.

Для принятых начальных условий из уравнения (VIII. 82) найдем

$$\dot{\theta}_0 = -\frac{M_п f(\theta)}{c} + c_1 \cdot 1,$$

откуда

$$c_1 = \dot{\theta}_0 + \frac{M_п f(\theta)}{c},$$

а из уравнения (VIII. 83) получим

$$\theta_0 = -c_1 \frac{J}{c} 1 + c_2,$$

откуда

$$c_2 = \theta_0 + c_1 \frac{J}{c} = \theta_0 + \frac{J}{c}\left(\dot{\theta}_0 + \frac{M_п f(\theta)}{c}\right).$$

Подставим теперь найденные значения постоянных c_1 и c_2 в уравнения (VIII. 82) и (VIII. 83):

$$\dot{\theta} = -\frac{M_п f(\theta)}{c} + \left[\dot{\theta}_0 + \frac{M_п f(\theta)}{c}\right] e^{-\frac{c}{J}t}; \qquad \text{(VIII. 84)}$$

$$\theta = -\frac{M_п f(\theta)}{c} t + \theta_0 + \frac{J}{c}\left[\dot{\theta}_0 + \frac{M_п f(\theta)}{c}\right]\left(1 - e^{-\frac{c}{J}t}\right). \qquad \text{(VIII. 85)}$$

Исключая из этих выражений время t, можно определить уравнение траектории на фазовой плоскости для любого ее участка. Для этого из уравнения (VIII. 84) найдем

$$e^{-\frac{c}{J}t} = \frac{\dot{\theta} + \frac{M_п f(\theta)}{c}}{\dot{\theta}_0 + \frac{M_п f(\theta)}{c}} = \frac{c\dot{\theta} + M_п f(\theta)}{c\dot{\theta}_0 + M_п f(\theta)},$$

а логарифмируя это выражение и учитывая, что $-\ln x = \ln \frac{1}{x}$, получим

$$t = -\frac{J}{c} \ln \frac{c\dot{\theta} + M_{п} f(\theta)}{c\dot{\theta}_0 + M_{п} f(\theta)} = \frac{J}{c} \ln \frac{c\dot{\theta}_0 + M_{п} f(\theta)}{c\dot{\theta} + M_{п} f(\theta)}.$$

Подставляя выражения для $e^{-\frac{c}{J}t}$ и t в равенство (VIII. 85), получим уравнение траектории на фазовой плоскости

$$\theta = -\frac{J}{c^2} M_{п} f(\theta) \ln \frac{c\dot{\theta}_0 + M_{п} f(\theta)}{c\dot{\theta} + M_{п} f(\theta)} + \theta_0 +$$

$$+ \frac{J}{c^2} [c\dot{\theta}_0 + M_{п} f(\theta)] \left[1 - \frac{c\dot{\theta} + M_{п} f(\theta)}{c\dot{\theta}_0 + M_{п} f(\theta)} \right]$$

или окончательно после несложных преобразований общее уравнение траектории запишем в виде

$$\theta - \theta_0 + \frac{J}{c} (\dot{\theta} - \dot{\theta}_0) + \frac{J}{c^2} M_{п} f(\theta) \ln \frac{c\dot{\theta}_0 + M_{п} f(\theta)}{c\dot{\theta} + M_{п} f(\theta)} = 0, \qquad \text{(VIII. 86)}$$

где θ и $\dot{\theta}$ — текущие координаты точки любого участка траектории;

θ_0 и $\dot{\theta}_0$ — начальные координаты этого участка.

Для участка *1—2* (фиг. VIII. 18, *б*)

$$f(\theta) = +1, \ \theta_0 = \theta_1 = \beta_0, \ \dot{\theta}_0 = 0. \qquad \text{(VIII. 87)}$$

Следовательно, уравнение траектории (VIII. 86) для этого участка примет вид

$$\theta - \beta_0 + \frac{J}{c} \dot{\theta} + \frac{J}{c^2} M_{п} \ln \frac{M_{п}}{c\dot{\theta} + M_{п}} = 0. \qquad \text{(VIII. 88)}$$

В точке *2* угол рассогласования становится отрицательным, т. е. для участка *2—3—4* траектории

$$f(\theta) = -1, \quad \theta_0 = \theta_2 = 0, \quad \dot{\theta}_0 = \dot{\theta}_2. \qquad \text{(VIII. 89)}$$

Следовательно, для этого участка уравнение (VIII. 86) траектории примет вид

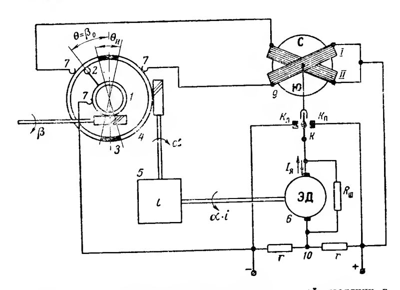
$$\theta + \frac{J}{c} (\dot{\theta} - \dot{\theta}_2) - \frac{J}{c^2} M_{п} \ln \frac{c\dot{\theta}_2 - M_{п}}{c\dot{\theta} - M_{п}} = 0. \qquad \text{(VIII. 90)}$$

Аналогично можно составить уравнения траекторий для всех последующих участков. Ось ординат на фиг. VIII. 18,*б* является границей, при переходе через которую изменяется уравнение траектории. На фиг. VIII. 18,*б* это условно показано штриховкой вдоль оси ординат.

Практически характер движения рассматриваемой следящей системы будет несколько отличаться от характера движения, изо-

браженного на фиг. VIII. 18,*б*. Это объясняется тем, что электродвигатель не имеет выключенного положения и реально никогда не остановится. Следовательно, управляемая ось всегда будет совершать небольшие колебания около положения $\theta=0$ за счет неучтенного нами временно́го запаздывания моментов включения и выключения электродвигателя. Реальная траектория будет скручиваться не до нуля, а до некоторой установившейся замкнутой кривой, соответствующей автоколебательному движению.

Для того чтобы релейная следящая система могла остановиться в конечном положении (при $\theta=0$), необходимо осуществить вы-



Фиг. VIII. 19. Релейная следящая система с зоной изоляции в датчике рассогласования.

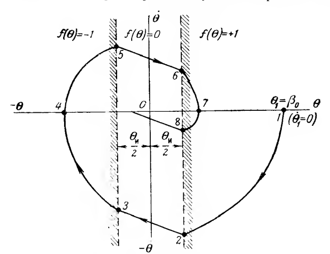
ключение в этом положении электродвигателя. Для этого в датчиках рассогласования большинства релейных следящих систем предусматривается так называемая «зона изоляции», при попадании в которую подвижный контакт оказывается отсоединенным от схемы управления электродвигателем, и последний выключается. Угол рассогласования осей, соответствующий зоне изоляции, т. е. выключенному электродвигателю, часто называют зоной нечувствительности следящей системы, так как для того, чтобы следящая система пришла в действие, ее надо рассогласовать в этом случае на угол, бо́льший зоны нечувствительности.

Следящая система с таким датчиком рассогласования изображена на фиг. VIII. 19. Аналогичные детали этой системы на фиг. VIII. 19 обозначены теми же цифрами, что и на фиг. VIII. 17. Эта следящая система отличается от следящей системы, изображенной на фиг. VIII. 17, только применением с целью повышения ее чувствительности двухобмоточного магнито-электрического

реле 9 вместо двухобмоточного электромагнитного реле. Управляющая ось перемещает контактный ролик *2*, катающийся по контактным полукольцам *4*, разделенным между собой изоляционным промежутком с угловой шириной $\theta_и$.

Если управляющую ось повернуть на угол β_0, бо́льший, чем $\frac{\theta_и}{2}$, то электродвигатель включится и будет через редуктор поворачивать контактные полукольца и связанный с ними управляемый объект в том же направлении.

Когда ролик попадает на зону изоляции, электродвигатель выключается. Если по инерции ролик перейдет вправо за зону изо-



Фиг. VIII. 20. Фазовая траектория релейной следящей системы с зоной изоляции.

ляции, то электродвигатель включится в обратную сторону. Если амплитуда колебаний станет меньше $\frac{\theta_и}{2}$, то электродвигатель, а значит, и следящая система остановится. Чем больше зона изоляции, тем скорее остановится следящая система. Однако увеличение зоны изоляции приводит к уменьшению статической точности следящей системы. Действительно, контактный ролик может остановиться в любом месте зоны изоляции, а значит, величина статической погрешности может быть равна $\pm\frac{\theta_и}{2}$. Поэтому величина зоны изоляции не должна быть больше максимально допустимой статической погрешности следящей системы.

В интервале зоны изоляции момент $M_п$ электродвигателя равен нулю, т. е. в уравнении (VIII. 86) фазовой траектории $f(\theta)=0$, и оно принимает вид уравнения прямой линии

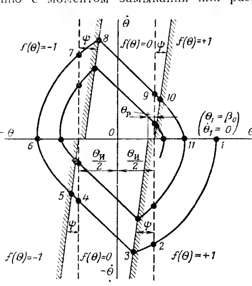
$$\theta-\theta_0+\frac{J}{c}(\dot{\theta}-\dot{\theta}_0)=0. \qquad \text{(VIII. 91)}$$

На фазовой плоскости (фиг. VIII. 20) появляется дополнительная средняя область $f(\theta)=0$ шириной $\theta=\theta_и$, разграниченная от двух крайних областей вертикальными линиями со штриховкой. В этом случае для участка $1-2$ траектории необходимо пользоваться уравнением (VIII. 86) с подстановкой $f(\theta)=+1$, а для участка $2-3$ — уравнением (VIII. 86) с подстановкой $f(\theta)=0$ или уравнением (VIII. 91). Для участка $3-4-5$ траектории справедливо уравнение (VIII. 86) с подстановкой $f(\theta)=-1$ и т. д.

Движение прекращается, как только амплитуда колебаний становится меньше, чем $\frac{\theta_и}{2}$.

3. Анализ релейных следящих систем с учетом временно́го запаздывания

Наличие временно́го запаздывания, т. е. отставания во времени момента включения или выключения электродвигателя по сравнению с моментом замыкания или размыкания контактов датчика рассогласования, создает дополнительный приток энергии и может привести к появлению автоколебаний следящей системы (см. § VIII. 2).



Фиг. VIII. 21. Фазовая траектория с учетом временно́го запаздывания.

В пропорциональных следящих системах этим явлением можно было пренебречь, так как для применяемых в них усилителей (в основном электронных) запаздывание практически равно нулю, а запаздывание, вызываемое наличием индуктивности обмоток электродвигателя, также пренебрежимо мало.

Иначе обстоит дело в релейных следящих системах, где запаздывание создается вследствие относительно большого времени срабатывания и отпускания реле (в дальнейшем для упрощения будем везде предполагать, что время срабатывания реле равно времени его отпускания, т. е. $t_{ср}=t_{от}=t_р$, хотя в действительности они несколько отличаются друг от друга). Здесь дополнительный приток энергии достаточно велик, и картина движения следящей системы меняется принципиально.

Рассмотрим, какие изменения в траектории на фазовой плоскости произойдут вследствие временно́го запаздывания (фиг. VIII. 21).

Если движение попрежнему начинается от точки *1* ($\dot{\theta}_0=0$, $\theta_0=\beta_0$), то выключение электродвигателя теперь произойдет не в точке *2* в момент перехода контакта на зону изоляции, а несколько позднее, в точке *3*, вследствие запаздывания, вызываемого временем отпускания $t_р$ реле, управляющего электродвигателем. Включение электродвигателя по этой же причине произойдет не в точке *4* в момент перехода контакта на контактное полукольцо, а в точке *5*.

Аналогичная картина будет и в верхней полуплоскости. Моменты выключения и включения двигателя сдвигаются и на фазовой плоскости будут определяться наклонными линиями со штриховкой, которые в данном случае будут являться новыми границами между областями $f(\theta)=-1$, $f(\theta)=0$ и $f(\theta)=+1$.

Найдем уравнение этих наклонных линий для заданного времени запаздывания реле $t_р$ и известной величины $\theta_и$ зоны изоляции.

Уравнение линии выключения электродвигателя в точке *2* при отсутствии временнóго запаздывания было

$$\theta_2=+\frac{\theta_и}{2}. \tag{VIII. 92}$$

Если в равенство (VIII. 84), полагая в нем $\dot{\theta}=\dot{\theta}_3$ и $\dot{\theta}_0=\dot{\theta}_2$, подставить время $t=t_р$, то оно даст соотношение между скоростями точек *3* и *2*, разделенных между собой интервалом времени запаздывания реле:

$$\dot{\theta}_3=-\frac{M_п f(\theta)}{c}+\frac{c\dot{\theta}_2+M_п f(\theta)}{c}e^{-\frac{c}{J}t_р}$$

или

$$\dot{\theta}_2=-\frac{M_п f(\theta)}{c}+\frac{c\dot{\theta}_3+M_п f(\theta)}{c}e^{+\frac{c}{J}t_р}. \tag{VIII. 93}$$

Подставляя равенства (VIII. 92) и (VIII. 93) в общее уравнение траектории на фазовой плоскости (VIII. 86), найдем соотношение между углом и скоростью рассогласования в точке *3*, т. е. новое уравнение линии выключения электродвигателя:

$$\theta_3=\frac{\theta_и}{2}-\frac{J}{c}\left[\dot{\theta}_3+\frac{M_п f(\theta)}{c}-\frac{c\dot{\theta}_3+M_п f(\theta)}{c}e^{+\frac{c}{J}t_р}\right]-$$

$$-\frac{J}{c^2}M_п f(\theta)\ln\frac{-M_п f(\theta)+[c\dot{\theta}_3+M_п f(\theta)]e^{+\frac{c}{J}t_р}+M_п f(\theta)}{c\dot{\theta}_3+M_п f(\theta)}$$

или после несложных преобразований

$$\theta_3=\frac{\theta_и}{2}-\frac{J}{c^2}M_п f(\theta)\left[1+\frac{c}{J}t_р-e^{+\frac{c}{J}t_р}\right]+$$

$$+\frac{J}{c}\left[e^{+\frac{c}{J}t_р}-1\right]\dot{\theta}_3. \tag{VIII. 94}$$

Это будет уравнение прямой линии, начинающейся на оси абсцисс в точке, сдвинутой относительно начала $\left(\theta=\frac{\theta_и}{2}\right)$ прежней линии (пунктир) выключения электродвигателя на величину

$$\theta_р=\frac{J}{c^2}M_п f(\theta)\left[1+\frac{c}{J}t_р-e^{+\frac{c}{J}t_р}\right]$$

и наклонной к вертикали под углом ψ, тангенс которого равен

$$\operatorname{tg}\psi=\frac{J}{c}\left[e^{+\frac{c}{J}t_р}-1\right].$$

С учетом знаков $\frac{\theta_и}{2}$ и величины $M_п f(\theta)$ уравнение (VIII. 94) даст четыре прямые, соответствующие точкам *3, 5, 8* и *10* включения и выключения электродвигателя с запаздыванием. Все последующие соответствующие точки фазовой траектории при уменьшении размаха колебаний также будут лежать на этих прямых.

Общее уравнение (VIII. 86) траектории на фазовой плоскости с подстановкой в него соответствующих значений $f(\theta)$ попрежнему справедливо для всех областей, но участки траектории с одним значением $f(\theta)$ будут уже другими (*1—3* вместо *1—2*, *3—5* вместо *2—3* и т. д.), причем начало и конец каждого участка определяются совместным решением уравнений (VIII. 86) и (VIII. 94).

4. Выбор параметров релейной следящей системы

В релейных следящих системах без дополнительных стабилизирующих устройств устранения колебаний в конечном положении можно добиться в основном увеличением зоны изоляции. Однако это приводит к увеличению зоны нечувствительности и снижению статической точности следящей системы. Значительное уменьшение зоны изоляции приводит к сильному росту установившейся динамической погрешности вследствие увеличения амплитуды установившихся автоколебаний.

Максимальная точность следящей системы получается в промежуточном случае, когда зона изоляции выбрана так, что автоколебания еще существуют, но при малейшем дополнительном ее увеличении уже прекращаются. При этом амплитуда автоколебаний минимальна, т. е. система работает с максимально возможной динамической точностью, и вместе с тем зона изоляции имеет минимально возможную величину с точки зрения статической точности. Эту величину зоны изоляции $\theta_{и.к}$, называемую критической, обычно и кладут в основу расчета следящих систем. Если реальная величина $\theta_и$ зоны изоляции будет больше $\theta_{и.к}$, то следящая система будет работать в режиме затухающих колебаний, но с уменьшенной статической точностью. Если $\theta_и<\theta_{и.к}$, то следящая система будет работать в режиме автоколебаний с уменьшенной динамической точностью. Случай $\theta_и=\theta_{и.к}$ является, таким образом, наилучшим из всех возможных.

Эти рассуждения справедливы и для релейных следящих систем с дополнительными стабилизирующими устройствами. И в этом случае выбор $\theta_{и} = \theta_{и.к}$ обеспечит наилучший режим работы следящей системы, но только вследствие наличия дополнительной стабилизации величина $\theta_{и.к}$ может быть сделана меньшей, а значит, статическая и динамическая точности будут больше.

Не останавливаясь на математическом выводе выражения для $\theta_{и.к}$ из-за громоздкости получающихся при этом в общем виде формул, укажем только, что выражение, связывающее параметры следящей системы с величиной зоны изоляции, легко получается с помощью уравнений (VIII. 86) и (VIII. 94).

Величину $\theta_{и}$, соответствующую режиму автоколебаний, легко определить, если выразить любую последующую амплитуду (например, θ_{11} на фиг. VIII. 21) колебания через предыдущую амплитуду (например, θ_{1}) и приравнять их друг другу. Значение $\theta_{и}$, удовлетворяющее существованию такого равенства, и будет соответствовать режиму автоколебаний для заданных параметров — $i, J, c, M_{п}$ и $t_{р}$ следящей системы. Для определения $\theta_{и.к}$ полученное условие автоколебаний исследуется дополнительно на их устойчивость. При малых $\theta_{и}$ автоколебания устойчивы; при увеличении $\theta_{и}$ наступает момент, когда автоколебания прекращаются, т. е. становятся неустойчивыми. Этот момент, называемый границей устойчивости, и соответствует критической величине зоны изоляции $\theta_{и.к}$.

Следовательно, условие границы устойчивости, составленное в зависимости от величины $\theta_{и}$, и определяет оптимальный режим работы следящей системы, так как из него может быть найдена величина $\theta_{и.к}$.

5. Способы стабилизации релейных следящих систем

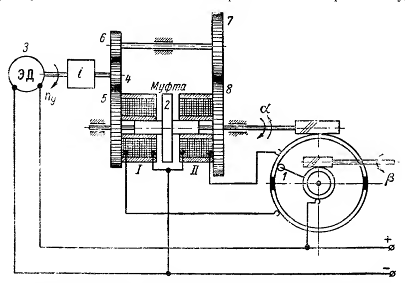
Дополнительные способы стабилизации релейных следящих систем применяются в тех случаях, когда стабилизирующее действие зоны изоляции оказывается недостаточным, т. е. не обеспечивает необходимой точности. В современных релейных следящих системах наибольшее распространение получили способы стабилизации с помощью применения электромагнитной реверсирующей муфты, пропорциональных (потенциометрических, сельсинных и т. п.) датчиков рассогласования и введения дополнительных производных. В ряде случаев применяются и различные комбинации этих способов одновременно.

Применение реверсирующей электромагнитной муфты. Упрощенная принципиальная схема следящей системы с реверсирующей электромагнитной муфтой показана на фиг. VIII. 22. Если контактный ролик *1* датчика рассогласования находится на зоне изоляции, то обмотки *I* и *II* муфты обесточены и ее якорь *2* удерживается специальными пружинами, не показанными на фигуре, в среднем нейтральном положении. При этом управляемая ось не соединена с осью электродвигателя. Электро-

двигатель 3 непрерывно вращается в одном направлении с постоянной скоростью n_y. При повороте управляющей оси контактный ролик попадает на одно из контактных полуколец и этим включает одну из обмоток муфты.

Если включится обмотка *I*, то якорь муфты переместится влево и жестко соединит управляемую ось с осью электродвигателя через зубчатые колеса *4* и *5*.

Если включится обмотка *II*, то якорь муфты переместится вправо и жестко соединит управляемую ось с осью электродвигателя через зубчатые колеса *4*, *6*, *7* и *8*. Управляемая ось при этом будет



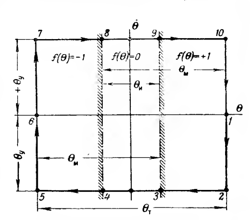
Фиг. VIII. 22. Следящая система с реверсирующей электромагнитной муфтой

вращаться в направлении, обратном включению обмотки *I* муфты. Таким образом, управляемая ось в зависимости от знака угла рассогласования будет всегда вращаться в направлении уничтожения угла рассогласования, перемещая одновременно и управляемый объект и контактные полукольца датчика рассогласования.

Смысл применения такой стабилизации заключается в том, что в интервале нахождения контактного ролика на зоне изоляции управляемая ось разъединена с осью электродвигателя, и момент инерции электродвигателя на нее не передается. Так как инерционность самой управляющей оси значительно меньше, чем приведенная инерционность электродвигателя, то ее колебания будут значительно меньше. Практически вследствие наличия сухого трения управляемой оси можно считать что управляемая ось при отключении электродвигателя останавливается почти мгновенно. Значит, величина зоны изоляции в этом случае может быть сведена до минимума и соответственно повышена точность следящей

системы. Кроме того, отпадают все неудобства, связанные с необходимостью реверсирования электродвигателя.

Траектория установившихся автоколебаний (при малой величине зоны изоляции $\theta_и$) следящей системы с реверсирующей муфтой показана на фиг. VIII. 23 в предположении, что момент инерции управляемой оси пренебрежимо мал по сравнению с моментом инерции электродвигателя. В точке *1* электродвигатель соединяется с управляемой осью, и скорость последней скачком возрастает до значения установившейся постоянной скорости $(-\dot{\theta}_у)$ вращения электродвигателя (приведенной к управляемой оси). Угол рассогласования начинает уменьшаться. В точке *3* контактный ролик попадает на зону изоляции, однако расцепление осей произойдет только в точке *5* за счет времени, необходимого на отпускание якоря муфты. После этого управляемая ось останавливается. Однако так как контактный ролик уже перешел на другое контактное полукольцо, то через время срабатывания муфты управляемая ось опять соединится с осью электродвигателя и начнет вращаться с постоянной скоростью $(+\dot{\theta}_у)$ в сторону уменьшения угла рассогласования. В точке *8* контактный ролик попадает на зону изоляции, однако за счет времени отпускания муфты расцепление осей и остановка управляемой оси произойдет только в точке *10*. Далее только что описанный процесс повторяется, и управляемая ось будет совершать небольшие автоколебания с периодическими остановками.



Фиг. VIII. 23. Фазовая траектория движения управляемой оси следящей системы с реверсирующей муфтой.

Пример 16. Определить потребную величину $\theta_и$ зоны изоляции датчика рассогласования и необходимое передаточное число i редуктора следящей системы с реверсирующей электромагнитной муфтой, если известно, что время запаздывания муфты $t_м = 0{,}01$ сек.; установившаяся скорость вращения электродвигателя $n_у = 2000$ об/мин, а необходимая точность следящей системы $\Delta = 0{,}01$ *рад*. Инерцией управляемого объекта можно пренебречь.

Решение: Угол, пройденный управляемой осью за время срабатывания (или отпускания) муфты, равен (фиг. VIII. 23)

$$\theta_м = \dot{\theta}_у t_м = \frac{2\pi n_у}{60} \frac{1}{i} t_м.$$

Из фиг. VIII. 23 легко найти, что полный размах автоколебаний равен

$$\theta_т = 2\theta_м - \theta_и = \frac{4\pi}{60} \frac{n_у}{i} t_м - \theta_и.$$

Наличие зоны изоляции уменьшает размах автоколебаний, который, очевидно, будет минимален при $\theta_и = \theta_м$. При дальнейшем увеличении $\theta_и$ автоколебания прекращаются, но точность уже уменьшается. Поэтому наилучшим значением величины зоны изоляции будет

$$\theta_и = \theta_м = \frac{2\pi}{60} \frac{n_у}{i} t_м. \tag{VIII.95}$$

Эта величина определяет и максимально достигаемую точность следящей системы. Поэтому, приравнивая $\theta_и = \theta_м$ заданной точности Δ, находим:

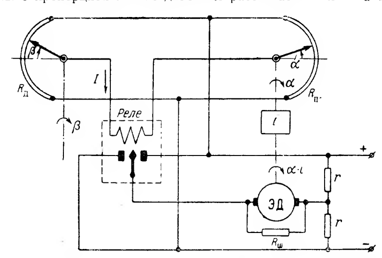
а) необходимая величина зоны изоляции

$$\theta_и = \Delta = 0{,}01 \text{ рад};$$

б) потребное для достижения этой точности передаточное число редуктора

$$i = \frac{2\pi n_у}{60} \frac{t_м}{\theta_и} = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 2000}{60} \frac{0{,}01}{0{,}01} \approx 210.$$

Применение пропорциональных датчиков рассогласования. Принципиальная схема релейной следящей системы с пропорциональным датчиком рассогласования типа потен-



Фиг. VIII. 24. Релейная следящая система с пропорциональным датчиком рассогласования.

циометра показана на фиг. VIII. 24. Датчиком рассогласования в данном случае может служить любое устройство, дающее линейную зависимость напряжения на его выходе от угла рассогласования. Управление электродвигателем в этом случае осуществляется с помощью реле. На фиг. VIII. 24 для управления электродвигателем использовано поляризованное электромагнитное реле.

Два потенциометра $R_д$ и $R_п$ включены по мостовой схеме. При отсутствии рассогласования между управляющей осью (движок $R_д$) и управляемой осью (движок $R_п$) ток в обмотке поляризованного реле, включенной в диагональ мостовой схемы, равен нулю, и его контакты разомкнуты, т. е. электродвигатель *ЭД* выключен. При появлении угла рассогласования в обмотке реле появляется пропор-

циональный ему и соответствующий по знаку ток. Когда этот ток достигает величины тока срабатывания реле, контакты реле замыкаются, и электродвигатель включается в соответствующем направлении, вращая движок $R_п$ в направлении уменьшения угла рассогласования. Назначение сопротивлений $r—r$ и $R_п$ было рассмотрено ранее.

Особенностью применения пропорционального датчика рассогласования является постепенное увеличение тока в обмотке реле до величины тока срабатывания. Так как основная часть времени срабатывания электромагнитного реле при его мгновенном включении создается за счет времени нарастания тока в обмотке от нуля до тока срабатывания, то можно считать, что в данном случае время срабатывания реле практически равно нулю. При этом зоной нечувствительности считается тот угол рассогласования датчика, при котором ток в обмотке реле равен току срабатывания реле.

Таким образом, основной смысл применения пропорциональных датчиков для стабилизации релейных следящих систем заключается в устранении временного запаздывания $t_р$. Траектория на фазовой плоскости в этом случае имеет вид, изображенный на фиг. VIII. 20. Для точных расчетов приходится учитывать небольшое временное запаздывание за счет времени движения якоря реле и индуктивности обмотки якоря электродвигателя. Для обычных технических расчетов этим запаздыванием можно пренебречь, так как оно значительно меньше нормальной величины времени срабатывания типовых электромагнитных реле.

Введение производной от угла поворота управляемой оси. Пример схемы релейной следящей системы с введением производной от угла поворота управляемой оси по времени показан на фиг. VIII. 25. Напряжение, пропорциональное производной $\frac{d\alpha}{dt}$, т. е. скорости вращения управляемой оси, а значит, и скорости рассогласования в режиме неподвижной управляющей оси, снимается с тахогенератора *ТГ* и подается на дополнительную обмотку *III* электромагнитного реле.

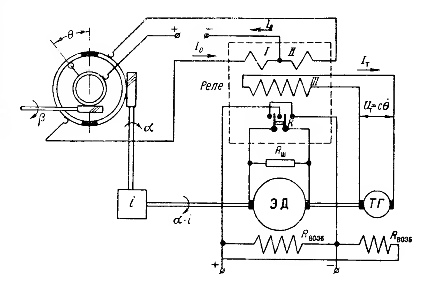
На якорь реле всегда действует сила, пропорциональная разности токов в обмотках

$$I_0—I_т,$$

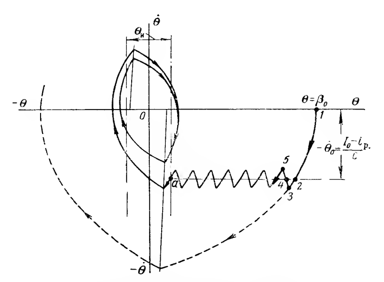
где I_0 — постоянный ток, бóльший, чем ток срабатывания реле, и подаваемый в обмотки *I* или *II* реле при попадании контактного ролика на соответствующее контактное полукольцо;

$I_т = c\dot{\theta}$ — ток, создаваемый в обмотке *III* напряжением от тахогенератора *ТГ*, укрепленного на оси электродвигателя *ЭД*.

Предположим, что управляющая ось повернута на угол β_0. При этом в положениях контактного ролика и контактных полуколец появится угол рассогласования $\theta = \beta_0$. В обмотке *I* реле появится ток I_0, бóльший, чем его ток срабатывания $i_р$. Реле сработает, контакты *К* замкнутся, и электродвигатель *ЭД* придет во вращение, постепенно увеличивая скорость. Скорость рассогласования (фиг. VIII. 26) возрастает в отрицательном направлении. Пропор-



Фиг. VIII. 25. Релейная следящая система с производной от угла рассогласования.



Фиг. VIII. 26. Фазовая траектория релейной следящей системы с производной от угла рассогласования.

ционально увеличению скорости рассогласования будут возрастать напряжение $U_т$ и ток $I_т$ в обмотке *III* реле, создаваемый тахогенератором. В момент, когда разность $I_0 - I_т$ станет равной току отпускания реле, якорь реле вернется в нейтральное положение, контакты *К* разомкнутся, и электродвигатель выключится. Этот момент соответствует точке *2* на фиг. VIII. 26. Вследствие некоторого временного запаздывания за счет времени движения якоря реле и индуктивности обмотки якоря, в данном случае учитываемого, электродвигатель практически выключится только в точке *3*, после чего его скорость, а значит, и скорость рассогласования начнет уменьшаться.

При отсутствии тахогенератора скорость рассогласования продолжала бы нарастать (пунктирная кривая на фиг. VIII. 26). При уменьшении скорости рассогласования опять наступает момент, когда разность $I_0 - I_т$ становится больше тока срабатывания реле (точка *4*).

Однако вследствие временного запаздывания электродвигатель опять включится только в точке *5*. Далее только что описанный процесс повторяется, т. е. скорость рассогласования колеблется около некоторого среднего значения, определяемого равенством

$$I_0 - I_T = I_0 - c\dot{\theta}_0 = i_{ср} = i_{от} = i_р,$$

откуда

$$\dot{\theta}_0 = \frac{I_0 - i_р}{c}. \qquad \text{(VIII. 96)}$$

Для данного реле эта средняя скорость зависит от коэффициента *c* характеристики тахогенератора. Чем больше коэффициент *c* тахогенератора, т. е. чем больше эффект введения производной, тем меньше эта средняя скорость.

Смысл введения производной в данном случае и заключается в ограничении величины максимальной скорости рассогласования (сравни с пунктирной кривой), а значит, и амплитуды колебаний следящей системы.

Когда угол рассогласования уменьшится настолько, что контактный ролик возвращается на зону изоляции (точка *a*), ток I_0 в обмотке *I* реле исчезает, и электродвигатель выключается. Колебания либо затухают совсем, либо (фиг. VIII. 26) при малой величине зоны изоляции $\theta_и$ уменьшаются до небольших по амплитуде автоколебаний (если контактный ролик ввиду инерции может перескакивать на другое контактное полукольцо).

Фазовая траектория будет иметь совершенно такой же вид, если начальный угол рассогласования задан отрицательный ($\theta = -\beta_0$). В этом случае колебания скорости рассогласования будут происходить около некоторого положительного среднего значения $\dot{\theta}_0$.

Еще более эффективно действие производной в релейных следящих системах с пропорциональными датчиками рассогласования, так как в этом случае ток I_0 зависит от угла рассогласования и уменьшается с его уменьшением. Следовательно, разность $I_0 - I_т$, а значит, и максимальная возможная скорость рассогласования $\dot{\theta}_0$ также уменьшается с уменьшением угла рассогласования, и система подходит к зоне изоляции со значительно меньшей средней скоростью рассогласования. При этом автоколебания либо прекращаются совсем, либо будут происходить со значительно меньшей амплитудой.

§ VIII. 5. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

1. Основные типы автоматических регуляторов

Как уже указывалось, основной задачей автоматического регулирования является поддержание на заданном уровне или изменение по заданному закону некоторой физической (регулируемой) величины, осуществляемое без непосредственного участия человека. Автоматический регулятор отличается от следящей системы только наличием ряда дополнительных конструктивных элементов, и к нему полностью применима изложенная выше теория следящих систем.

Различие в применении автоматических регуляторов и следящих систем заставляет предъявлять к ним несколько отличные технические требования. В то время как от следящей системы требуется, чтобы ее управляемая ось с определенной точностью воспроизводила все изменения положения управляющей оси, от автоматического регулятора требуется, чтобы при любых изменениях внешних условий его управляемый параметр был всегда с определенной точностью равен управляющему параметру, имеющему определенное заданное значение.

Примеры автоматических регуляторов уже встречались во введении (фиг. 1) и главе III (фиг. III. 67). В настоящем параграфе рассмотрены классификация автоматических регуляторов и методика их анализа.

Автоматические регуляторы могут различаться по назначению, по виду регулируемого параметра и по характеру процесса регулирования.

По назначению автоматические регуляторы подразделяются на регуляторы постоянного параметра, выполняющие задачу поддержания некоторого параметра (например, температуры водорадиатора на фиг. 1) на постоянном заданном значении, и программные регуляторы, выполняющие задачу изменения некоторого параметра по строго определенному заданному закону (например, автопилот, управляющий поворотом самолета по заданным условиям, и т. п.).

По виду регулируемого параметра регуляторы могут быть весьма разнообразными (регуляторы температуры, скорости, регуляторы

напряжения, положения и т. п.) и имеют только конструктивные различия в зависимости от регулируемого параметра. Возможности современной техники позволяют выполнять автоматическое регулирование практически любой из известных физических величин.

По характеру процесса регулирования автоматические регуляторы подразделяются на статические (или пропорциональные) и астатические. Понятия «статический» и «астатический» регулятор охватывают две принципиально возможные особенности изменения регулируемой величины в зависимости от положения регулирующего органа (чувствительного элемента).

Для статических регуляторов в установившемся состоянии существует определенная пропорциональная зависимость между значениями регулируемого и регулирующего параметров. Следовательно, они никогда не могут быть равны друг другу, и статический регулятор всегда обладает некоторой постоянной погрешностью, величина которой зависит от параметров отдельных элементов регулятора. Достоинством статических регуляторов является малая склонность к колебаниям регулируемого параметра.

В астатических регуляторах разность между регулируемым параметром и некоторым заданным значением регулирующего параметра в установившемся состоянии равна нулю. Следовательно, астатический регулятор принципиально не может иметь постоянной погрешности, но зато склонен к наличию колебаний, так как при малейшем отклонении величины регулируемого параметра от величины регулирующего параметра он сейчас же приходит в действие, ликвидируя это отклонение.

Постоянную погрешность статического регулятора не следует смешивать со статической погрешностью вследствие сухого трения, зоны нечувствительности и т. п. факторов, присущих любому автоматическому устройству. Статическая погрешность существует у любого (статического и астатического) регулятора, но определяется чисто технологическими, а не принципиальными факторами.

Различие между статическим и астатическим регуляторами поясним с помощью рассмотрения простейшего регулятора напряжения, собранного по компенсационной схеме. На фиг VIII. 27 показаны два варианта такого регулятора — статический (*а*) и астатический (*б*).

Предположим, что напряжение U на переменном сопротивлении $R_н$ нагрузки должно поддерживаться равным постоянному напряжению U_0 маломощного источника.

В статическом регуляторе (фиг. VIII. 27,*а*) на вход усилителя $У$ с коэффициентом усиления μ подается напряжение

$$\Delta U = U_0 - U.$$

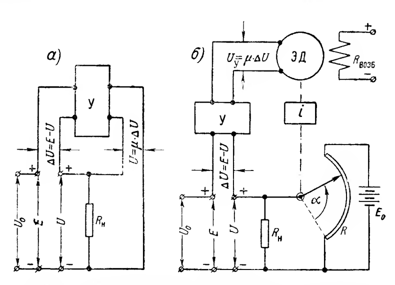
Напряжение на выходе усилителя

$$U = \mu \Delta U.$$

Исключая из этих выражений ΔU, получим

$$U = \frac{\mu}{1+\mu} U_0.$$

Как видно, в этом типе регулятора принципиально не может осуществиться точное равенство $U_0 = U$. В самом деле, если предположить существование такого равенства, то $\Delta U = U_0 - U = 0$, и



Фиг. VIII. 27. Статический (*а*) и астатический (*б*) регуляторы электрического напряжения.

напряжение U падает до нуля, т. е. это равенство сейчас же нарушается. Для существования напряжения U необходимо наличие на входе усилителя разности $\Delta U = U_0 - U$. Следовательно, всегда имеется в законе регулирования некоторая погрешность (постоянная)

$$\Delta U = U_0 - U = U_0 \left(1 - \frac{\mu}{1+\mu}\right) = \frac{U_0}{1+\mu}, \qquad \text{(VIII. 97)}$$

тем меньшая, чем больше коэффициент усиления μ усилителя.

В астатическом регуляторе (фиг. VIII. 27,*б*) напряжение на выходе усилителя $У$ также равно

$$U_у = \mu \Delta U,$$

где

$$\Delta U = U_0 - U.$$

Однако напряжение U в этом случае снимается с движка потенциометра R, т. е. пропорционально его угловому перемещению α:

$$U=k_1\alpha.$$

Если скорость вращения ω электродвигателя *ЭД* пропорциональна напряжению $U_у$, подаваемому на него с усилителя

$$\omega=\frac{d\alpha}{dt}=k_2U_у,$$

то поворот движка потенциометра пропорционален интегралу от разности напряжений $\Delta U=U_0-U$:

$$\alpha=k_2\int U_у\,dt=k_2\mu\int\Delta U dt=k_2\mu\int(U_0-U)\,dt,$$

а значит, и напряжение U пропорционально интегралу от ΔU:

$$U=k_1\alpha=k_1k_2\mu\int\Delta U dt=k\int\Delta U dt.$$

Таким образом, в данном случае никакой определенной пропорциональной зависимости между U и U_0 не существует. Напряжение U постоянно и равно U_0 только в случае $\Delta U=U_0-U=0$. Если точного равенства $U_0=U$ нет, то регулятор всегда находится в действии, стремясь установить это равенство. Это ясно и физически, так как электродвигатель с идеальной характеристикой начинает вращаться при любом отличном от нуля напряжении $U_у=\mu\Delta U$ на его клеммах.

Следовательно, в конечном установившемся положении погрешность астатического регулятора обязательно должна быть равна нулю. Так как в реальных условиях регулируемый параметр (в данном случае напряжение U) вследствие внешних воздействий всегда хотя бы немного отклоняется от заданного значения (в данном случае U_0), то астатический регулятор в большинстве случаев работает с непрерывными, трудно устранимыми колебаниями, хотя принципиально и может обеспечить бо́льшую точность, чем статический.

Статические регуляторы значительно проще и надежнее, а при большом коэффициенте усиления дают и достаточно хорошую точность. Поэтому они получили преимущественное распространение. Однако в ряде задач автоматического регулирования наличие постоянной погрешности совершенно недопустимо. В этих случаях могут применяться только астатические регуляторы.

Следует подчеркнуть, что для получения астатического регулятора обязательно применение какого-либо интегрирующего устройства. Примененный в схеме (фиг. VIII. 27,*б*) электродвигатель является только одним из возможных частных случаев такого интегрирующего устройства (см. главу VII).

Одним из основных вопросов теории автоматического регулирования является исследование устойчивости автоматических регуля-

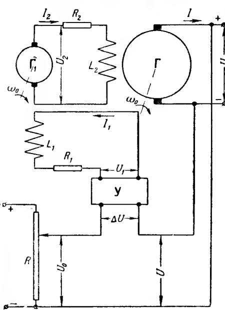
торов. Эта задача наиболее полно разрешена в Советском Союзе. Общая теория устойчивости и расчетные критерии устойчивости позволяют быстро оценить применимость различных типов автоматических регуляторов к той или иной конкретной задаче регулирования. Эти вопросы входят в самостоятельный раздел теории автоматического регулирования, требующий для изучения специальной математической подготовки.

Поэтому мы ограничимся только рассмотрением нескольких конкретных примеров автоматических регуляторов, чтобы показать общие методы их исследования.

2. Автоматический регулятор напряжения

Рассмотрим более подробно статический регулятор напряжения электрического генератора, практически применяемая схема которого изображена на фиг. VIII. 28.

Регулируемый мощный генератор $Г$ имеет обмотку возбуждения с сопротивлением R_2 и индуктивностью L_2, питаемую от вспомогательного маломощного генератора $Г_1$. Обмотка возбуждения вспомогательного генератора с сопротивлением R_1 и индуктивностью L_1 питается через усилитель $У$ разностным напряжением $\Delta U = U_0 - U$.



Фиг. VIII. 28. Статический регулятор напряжения электрического генератора

Необходимая величина регулируемого напряжения U_0 устанавливается с помощью движка потенциометра R. Регулятор с заданной точностью должен поддерживать напряжение U равным U_0.

При исследовании регулятора для простоты пренебрегаем сопротивлениями якорей генераторов и считаем их характеристики, т. е. зависимости $U = f(I_2)$ и $U_2 = f(I_1)$, линейными:

$$U = k_2 I_2, \qquad \text{(I)}$$

$$U_2 = k_1 I_1, \qquad \text{(II)}$$

что справедливо при работе генераторов без насыщения стали.

Напряжения U_1 и U_2 уравновешиваются суммами активных и индуктивных падений напряжений, т. е. для цепей обмоток возбуждения генераторов будем иметь уравнения:

$$U_2 = I_2 R_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt}, \qquad \text{(III)}$$

$$U_1 = I_1 R_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} \qquad \text{(IV)}$$

где

$$U_1 = \mu \Delta U, \qquad \text{(V)}$$

$$\Delta U = U_0 - U. \qquad \text{(VI)}$$

Обозначим переменную разность напряжений $\Delta U = x$ и найдем закон изменения ее во времени, т. е. уравнение исследуемого регулятора при его включении в работу.

Для этого из равенства (I) найдем ток I_2, подставив в него $U = U_0 - x$ из равенства (VI):

$$I_2 = \frac{U_0 - x}{k_2}.$$

Подставим теперь это значение I_2 в равенство (III):

$$U_2 = I_2 R_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} = \frac{R_2}{k_2} U_0 - \frac{R_2}{k_2} x - \frac{L_2}{k_2} \frac{dx}{dt}$$

и, используя равенство (II), найдем ток I_1:

$$I_1 = \frac{U_2}{k_1} = \frac{R_2}{k_1 k_2} U_0 - \frac{R_2}{k_1 k_2} x - \frac{L_2}{k_1 k_2} \frac{dx}{dt}.$$

Подставляя найденное значение I_1 в равенство (IV), получим для напряжения U_1

$$U_1 = I_1 R_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} = \frac{R_1 R_2}{k_1 k_2} U_0 - \frac{R_1 R_2}{k_1 k_2} x - \frac{R_1 L_2}{k_1 k_2} \frac{dx}{dt} - \frac{L_1 R_2}{k_1 k_2} \frac{dx}{dt} - \frac{L_1 L_2}{k_1 k_2} \frac{d^2 x}{dt^2}.$$

Но, с другой стороны, согласно равенству (V) $U_1 = \mu x$. Подставляя это выражение вместо U_1, разделив все равенство на $R_1 R_2$ и умножив на $k_1 k_2$, получим

$$\frac{L_1}{R_1} \frac{L_2}{R_2} \frac{d^2 x}{dt^2} + \left(\frac{L_1}{R_1} + \frac{L_2}{R_2} \right) \frac{dx}{dt} + \left(1 + \frac{\mu k_1 k_2}{R_1 R_2} \right) x = U_0.$$

Обозначив постоянные величины

$$\frac{L_1}{R_1} = \tau_1, \quad \frac{L_2}{R_2} = \tau_2, \quad \frac{\mu k_1 k_2}{R_1 R_2} = k,$$

получим окончательное уравнение в виде

$$\tau_1 \tau_2 \frac{d^2 x}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2) \frac{dx}{dt} + (1 + k) x = U_0. \qquad \text{(VIII. 98)}$$

Решение этого дифференциального уравнения уже известно и имеет вид (VIII. 3), (VIII. 4) и (VIII. 15):

$$x = \Delta U = x_у + x_п = \frac{U_0}{1+k} + c_1 e^{\gamma_1 t} + c_2 e^{\gamma_2 t},$$

где

$$\gamma_{1,2} = -\frac{\tau_1 + \tau_2}{2 \tau_1 \tau_2} \pm \sqrt{\left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{2 \tau_1 \tau_2} \right)^2 - \frac{1+k}{\tau_1 \tau_2}}.$$

Величина $x_y = \frac{U_0}{1+k}$ называется установившейся погрешностью регулятора.

Характер изменения ΔU в переходном режиме в зависимости от соотношения между τ_1, τ_2 и k может быть апериодическим или колебательным. Регулятор будет неустойчивым, если колебания ΔU будут с течением времени нарастать. Условием устойчивости, т. е. отсутствия нарастания колебаний, в данном случае являются неравенства

$$\frac{\tau_1+\tau_2}{2\tau_1\tau_2} > 0; \ \frac{1+k}{\tau_1\tau_2} > 0, \tag{VIII. 99}$$

т. е. одинаковость знаков всех коэффициентов в уравнении движения (VIII. 98).

Если это условие выполняется, то, как было показано выше, корни γ_1 и γ_2 имеют отрицательную действительную часть, и решения для переходного процесса (VIII. 15) и (VIII. 21) выражают затухающее периодическое или апериодическое изменение ΔU.

Характер зависимости ΔU от времени t аналогичен кривым фиг. VIII. 3, если ось t в них сместить на величину $\frac{U_0}{1+k}$, так как в нашем случае ΔU стремится не к нулю, а к $x_y = \frac{U_0}{1+k}$.

В качестве другого примера найдем уравнение астатического регулятора напряжения, изображенного на фиг. VIII. 27,*б*. Для упрощения будем пренебрегать индуктивностью обмотки якоря электродвигателя и считать его характеристику $\omega = f(U_y)$ линейной. Кроме того, будем полагать, что передаточное число редуктора $i=1$.

Для такого регулятора мы имели равенства (обозначая $\Delta U = x$)

$$U = U_0 - x; \tag{I}$$

$$U_y = \mu x; \tag{II}$$

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt} = k_2 U_y; \tag{III}$$

$$U = k_1 \alpha. \tag{IV}$$

Подставим в равенство (III) значение U_y из равенства (II);

$$\frac{d\alpha}{dt} = k_2 U_y = k_2 \mu x. \tag{V}$$

В равенство (IV) подставим значение U из равенства (I):

$$\alpha = \frac{U}{k_1} = \frac{U_0 - x}{k_1}$$

и продифференцируем полученное выражение

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{1}{k_1}\frac{dx}{dt}. \tag{VI}$$

Объединяя равенства (V) и (VI), получим необходимое нам уравнение регулятора

$$k_2\mu x = -\frac{1}{k_1}\frac{dx}{dt}$$

или, обозначая $k_1 k_2 \mu = k$, получим окончательно

$$\frac{dx}{dt} + kx = 0. \qquad \text{(VIII. 100)}$$

Решение подобного уравнения (VI. 19) уже рассматривалось и находится разделением переменных:

$$\frac{dx}{x} = -kdt$$

и интегрированием:

$$\ln x - \ln c_1 = -kt,$$

откуда

$$x = \Delta U = c_1 e^{-kt}, \qquad \text{(VIII. 101)}$$

где c_1 — постоянная интегрирования, определяемая из начальных условий.

Пусть, например, в начальный момент $t=0$ при включении напряжения U_0 движок потенциометра стоял в некотором произвольном положении и создавал на сопротивлении $R_н$ напряжение U_1. Тогда при

$$t=0 \quad \Delta U = U_0 - U_1 \quad \text{и} \quad c_1 = U_0 - U_1.$$

Следовательно,

$$\Delta U = (U_0 - U_1)\, e^{-kt}. \qquad \text{(VIII. 102)}$$

Как видно, в этом случае погрешность ΔU с течением времени убывает до нуля, так как $e^{-\infty} = 0$, что является характерной особенностью астатического регулятора.

Реально при наличии в регуляторе момента сухого трения эта погрешность убывает не до нуля, а до величины статической погрешности, определяемой моментом сухого трения. Эта погрешность определяется напряжением $U_{тр}$, которое необходимо подать на электродвигатель, чтобы преодолеть момент сухого трения, т. е. привести его во вращение, и равняется

$$\Delta U_{тр} = \frac{U_{тр}}{\mu}.$$

Уравнение регулятора имеет в этом случае вид

$$\Delta U = \pm\frac{U_{тр}}{\mu} + (U_0 - U_1)\, e^{-kt}. \qquad \text{(VIII. 103)}$$

Особенности анализа регуляторов релейного типа ничем не отличаются от особенностей анализа релейных следящих систем и поэтому на них останавливаться не будем.

ГЛАВА IX

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

До сих пор, говоря об управлении автоматическими устройствами на расстоянии, т. е. о дистанционном управлении, мы понимали под этим передачу на расстояние сигнала от управляющего органа к управляемому объекту по какой-то линии связи в виде электрических проводов. В отдельных случаях этот сигнал может передаваться и без проводов, например, по радио.

Однако современные автоматические устройства часто бывают настолько сложными, что требуют для управления ими не одного, а различных сигналов, которые иногда должны передаваться одновременно. Применение в этом случае отдельных линий связи для каждого сигнала сильно усложняет и удорожает автоматическое устройство.

Для решения подобных задач в современной технике получили применение так называемые устройства телеуправления, в которых передача на расстояние относительно большого количества сигналов производится по одной или нескольким линиям связи.

Для завершения цикла элементов автоматических устройств необходимо хотя бы очень кратко познакомиться с основными элементами телеуправления.

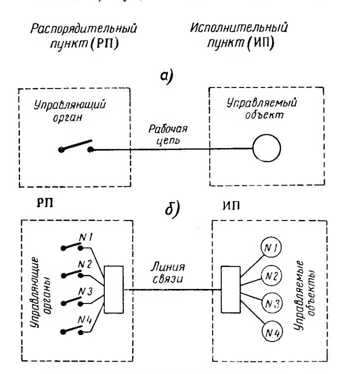
Развитие систем телеуправления в Советском Союзе шло быстрыми темпами, причем характерной особенностью этого развития явился его высокий теоретический уровень. Для подтверждения этого достаточно указать на основные труды советских авторов в этой области, такие, как «Элементы селекторов» (1936 г.) и «Теоретические основы расчета и конструкции аппаратуры телеуправления» (1938 г.) Н. А. Лившица, «Телемеханизация диспетчерского управления энергосистем» (1938 г.) М. А. Гаврилова, «Телеуправление» (1940 г.) и «Основы техники телеуправления» (1945 г.) Б. К. Щукина и др.

§ IX. 1. ОСОБЕННОСТИ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

На фиг. IX. 1 для сравнения показаны условные схемы системы дистанционного управления (*а*) и системы телеуправления (*б*). В системе телеуправления несколько управляющих органов управляют соответствующими им объектами по одной и той же линии

связи. Для выполнения этой же задачи понадобилось бы столько систем дистанционного управления, сколько имеется управляемых объектов.

Однако современные системы телеуправления характеризуются не только этим свойством. В сложных автоматических устройствах необходимо обеспечить контроль выполнения передаваемых приказов. Для этого устройства телеуправления обычно снабжаются обратной сигнализацией, осуществляемой по той же линии связи и



Фиг. IX. 1. Сравнение системы дистанционного управления (*а*) и системы телеуправления (*б*).

подтверждающей выполнение объектами посылаемых им приказов.

Кроме того, для надежности работы современные устройства телеуправления обычно снабжаются элементами, защищающими управляемые объекты от выполнения так называемых «ложных» случайных приказов. Управляемый объект должен реагировать только на вполне определенный установленный для него сигнал и оставлять без внимания все другие виды сигналов. Только тогда будет полная гарантия его надежной работы. К числу ложных сигналов могут быть отнесены, например, ошибки человека, управляющего системой, случайные замыкания и обрывы проводов и т. д.

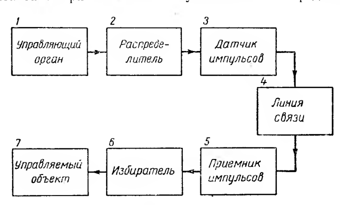
Простейшим примером хорошо известной системы телеуправления является обычный автоматический телефон. Набирая определен-

ную комбинацию цифр, мы автоматически связываемся только с одним нужным нам абонентом из большого числа абонентов, обслуживаемых данной телефонной станцией.

Любая система телеуправления состоит в общем случае из ряда основных элементов, скелетная схема которых показана на фиг. IX. 2. Рассмотрим назначение каждого из этих элементов:

1) Управляющий орган, или восприниматель, служит для включения приказа (сигнала). Простейшим примером его может служить обыкновенный телеграфный ключ.

2) Распределитель, или шифратор, служит для последовательного переключения одной или нескольких цепей, подключенных к его контактам. При этом за счет установления очередности пере-



Фиг. IX. 2. Скелетная схема одной линии системы телеуправления.

ключений либо за счет одновременного включения нескольких цепей подготовляется к передаче в линию связи определенная комбинация сигналов.

3) Датчик импульсов служит для преобразования к наиболее удобному виду и посылки в линию связи сигналов, выработанных распределителем.

4) Линия связи передает посылаемые сигналы на требуемое расстояние.

5) Приемник импульсов служит для преобразования получаемых из линии связи импульсов к виду, наиболее удобному для передачи их в избиратель.

6) Избиратель, или дешифратор, служит для выбора из большого числа передаваемых сигналов того, который необходимо послать к данному управляемому объекту, и преобразование его к виду, способному управлять этим объектом.

В настоящей главе рассмотрены основные принципы работы систем телеуправления и типы конструкций их основных специфических элементов — распределителей (шифраторов и дешифраторов). Конструкция остальных элементов принципиально не отличается от обычных систем автоматики, рассмотренных ранее.

§ IX. 2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

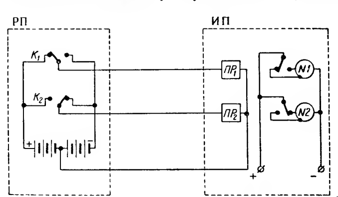
Работа систем телеуправления основана на способности их выявлять из большого количества посылаемых сигналов один какой-то сигнал определенного вида, требующийся для управления данным объектом. Такая способность называется избирательностью, а способ, по которому она осуществляется, системой телеуправления. Основной характерной особенностью каждой системы телеуправления является используемый в ней принцип избирательности.

Существующие системы телеуправления можно разбить на многоканальные и одноканальные. В многоканальных системах несколько различных сигналов посылаются по нескольким линиям связи параллельно во времени (одновременно). К таким системам относятся простая качественная и качественно-комбинационная системы. Их основным достоинством является малое время, потребное на передачу каждого отдельного сигнала, так как сигналы могут передаваться одновременно.

В одноканальных системах сигналы посылаются последовательно во времени (поочередно). К таким системам относятся распределительная и кодовая системы. Их основным достоинством является экономичность за счет сокращения числа линий связи (каналов).

1. Простая качественная система телеуправления

Простая качественная система телеуправления (фиг. IX. 3) основана на использовании для управления различных качеств импульсов тока. Такими качествами могут служить величина, длительность,



Фиг. IX. 3. Пример простой качественной системы телеуправления.

К—ключи; *ПР*—поляризованные реле, реагирующие на полярность (качество) тока; *1*, *2*—управляемые объекты.

полярность, частота и т. п. Каждый из объектов управления реагирует только на одно определенное качество.

Если обозначить через K количество используемых качеств импульса тока, а через N — количество линий связи, то общее коли-

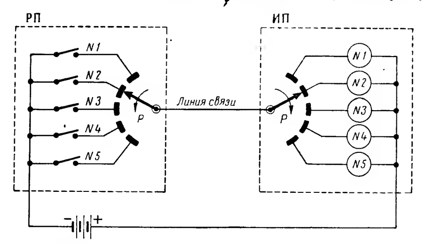
чество M передаваемых сигналов при такой системе телеуправления можно подсчитать по формуле

$$M=KN.$$

Параллельно во времени (одновременно) в такой системе может, очевидно, посылаться только N сигналов (по количеству линий связи).

2. Распределительная система телеуправления

Распределительная система телеуправления основана на посылке по одной линии связи нескольких различных сигналов последовательно во времени (поочередно). Осуществить такую поочередную



Фиг. IX.4. Пример распределительной системы телеуправления.

посылку сигналов можно при помощи двух специальных синхронно и синфазно работающих переключателей (распределителей). Такие переключатели должны переключать линию связи одновременно с обоих ее концов на соответствующие управляющий и управляемый элементы. Число M передаваемых сигналов в такой системе равно числу n ламелей распределителя.

Простейший пример распределительной системы телеуправления показан на фиг. IX. 4. Щетки левого и правого распределителей P одновременно попадают на ламели с одинаковыми номерами. Следовательно, каждый из управляющих ключей оказывается поочередно связанным с управляемым им объектом. Длительность замыкания ключа (посылки сигнала) должна быть больше времени одного оборота щетки распределителя. Тогда замыкание любого ключа независимо друг от друга будет приводить в действие соответствующий управляемый объект. Например, если замкнут только ключ № 2, то в течение одного оборота распределителя придет в действие только объект № 2. Если замкнуты все ключи, то за

этот же интервал времени придут в действие все объекты поочередно.

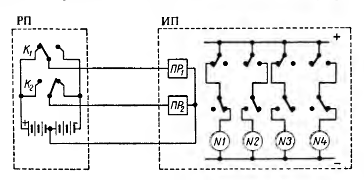
Недостатком распределительной системы является увеличение длительности передачи одного сигнала до величины времени одного оборота распределителя. В самом деле, очевидно, что передать два сигнала от одного ключа за время, меньшее времени одного оборота распределителя, в данном случае нельзя.

Как и в предыдущей системе, общее число M передаваемых сигналов можно увеличить, если использовать не одно, а K качеств сигналов, т. е. если один и тот же управляющий орган может посылать сигналы с различными качествами (полярность, амплитуда, частота и т. п.). Тогда общее количество передаваемых системой сигналов будет равно

$$M=K \cdot n.$$

3. Качественно-комбинационная система телеуправления

В этом случае (фиг. IX. 5) каждый раз по всем N линиям связи одновременно в качестве одного сигнала передается определенная комбинация K различных качеств токовых импульсов, проходящих



Фиг. IX. 5. Пример качественно-комбинационной системы телеуправления.

К — ключи; *ПР* — поляризованные реле, реагирующие на полярность (качество) тока; *1, 2, 3, 4* — управляемые объекты.

по отдельным линиям связи. Каждый управляемый объект реагирует на определенную комбинацию этих качеств. Количество таких возможных комбинаций, а значит, и общее количество M сигналов, передаваемых системой, определяется по формуле

$$M=K \cdot N.$$

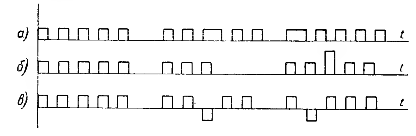
Время передачи одного сигнала в этом случае значительно меньше и определяется исключительно временем, потребным для набора данной комбинации. Сигналы (комбинации качеств) могут следовать друг за другом в любой последовательности.

Используемыми качествами импульсов тока, как и раньше, могут быть амплитуда, полярность, частота и другие свойства.

4. Кодовая система телеуправления

Кодовая система телеуправления применяется при наличии только одной линии связи и состоит в посылке сигналов в виде комбинаций различных качеств токового импульса, набираемых, однако, не параллельно, а последовательно во времени. Практически такой набор осуществляется при помощи обычных распределителей.

Время передачи каждого сигнала (комбинации) в этом случае определяется суммой времени, необходимого для создания всех отдельных членов комбинации. Сигналы (комбинации) посылаются поочередно в любой последовательности, причем управляемый объект должен реагировать не на одно какое-то качество, а только на вполне определенную комбинацию заданных качеств.



Фиг. IX. 6. Примеры возможных комбинаций (сигналов) при кодовой системе телеуправления.

На фиг. IX. 6 показаны некоторые примеры возможных комбинаций (или, как их называют, кодов). На фиг. IX. 6,*а* изображена комбинация из пяти импульсов тока определенной длительности. Для изменения комбинации, т. е. посылки другого сигнала, достаточно изменить, например, длительность хотя бы одного импульса.

На фиг. IX. 6,*б* все импульсы имеют одинаковую длительность. Для изменения комбинации (сигнала) в этом случае достаточно, например, изменить число импульсов в комбинации или амплитуду хотя бы одного из импульсов.

На фиг. IX. 6,*в* все импульсы имеют одинаковую длительность и амплитуду. Количество их тоже не может меняться. В этом случае для изменения комбинации (сигнала) можно, например, изменить полярность хотя бы одного из импульсов.

Эти примеры можно было бы продолжить, однако их достаточно для уяснения принципа создания различных сигналов при кодовой системе телеуправления.

Общее число M передаваемых различных сигналов при таком принципе, очевидно, можно найти по формуле

$$M = K \cdot m,$$

где K — количество используемых качеств токового импульса, а m — количество возможных в каждой комбинации импульсов (на фиг. IX. 6 $m=5$).

Обычные типы электромагнитных реле имеют две или три фиксированных позиции переключения контактов, т.е. при помощи одного реле можно осуществить не более трех последовательных переключений.

В схемах телеуправления обычно встречается необходимость в значительно большем количестве последовательных переключений. Для этого применяют специальные автоматические переключатели или распределители.

Фиг. IX. 7. Конструкция распределителя с двигательным приводом.

Конструктивно распределители выполняются (фиг. IX. 7) в виде набора неподвижных контактных ламелей *1*, контакты которых последовательно замыкаются со скользящими по ним щетками *2*.

В зависимости от способа осуществления движения щеток распределители подразделяют на распределители с двигательным приводом, шаговые (электромагнитные) и катодные. В катодных распределителях роль щетки выполняет управляемый сфокусированный пучок электронов.

1. Распределители с двигательным приводом

Такие распределители (фиг. IX. 7) приводятся во вращение маломощными электродвигателями. В современных системах телеуправления движение щеток от одного контакта контактной ламели *1* к другому происходит скачками. При этом ось электродвигателя *3* вращается непрерывно, а ось щеток *2* сцепляется с осью электродвигателя периодически с помощью электромагнитной муфты *4* на время перемещения щетки с контакта на контакт.

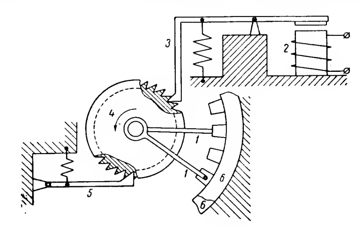
Достоинствами таких распределителей являются большая скорость вращения щеток, т. е. малое время передачи сигнала, и значительный вращающий момент, позволяющий нагрузить распределитель большим количеством ламелей, т. е. увеличить количество передаваемых сигналов. К недостаткам их следует отнести большую стоимость, громоздкость и сложность конструкции.

2. Шаговые распределители

В шаговых распределителях (фиг. IX. 8) скачкообразное движение щеток *1* осуществляется с помощью электромагнита *2*. При срабатывании электромагнита его якорь *3* поднимается и переме-

щает храповое колесо *4* точно на один зуб, что фиксируется с помощью специальной собачки *5*. Щетки жестко связаны с храповым колесом и при повороте его на один зуб поворачиваются скачком на расстояние между двумя соседними контактами ламелей *6*.

При периодической подаче сигналов в обмотку электромагнита щетки, перемещаясь с контакта на контакт, постепенно проходят все контакты ламелей и за следующий оборот колеса *4* начинают повторять этот обход. С контактов ламелей снимается сигнал, подаваемый на управляемый объект, если в момент нахождения щет-



Фиг. IX. 8. Принцип действия шагового распределителя.

ки на данном контакте он находится под током. Подача тока на контакты производится с помощью управляющего органа.

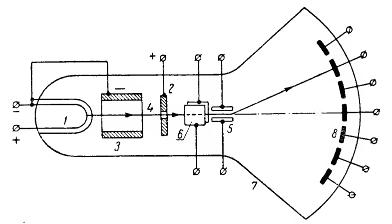
Шаговые распределители ввиду простоты и дешевизны получили преимущественное распространение в системах телеуправления.

3. Катодные распределители

Принцип действия катодного распределителя (фиг. IX. 9) заключается в следующем. Вылетающие из раскаленного катода *1* электроны притягиваются положительно заряженным анодом *2* и, разгоняясь при этом до больших скоростей, проскакивают через отверстие в аноде. По дороге к аноду электроны проходят заряженный отрицательно так называемый фокусирующий цилиндр *3*, поле которого стягивает все электроны в узкий пучок *4* вдоль оси цилиндра. После анода пучок электронов проходит между двумя горизонтальными *5* и двумя вертикальными *6* пластинами двух воздушных конденсаторов и попадает на переднюю стенку колбы *7*, внутри которой создается сильное разрежение. Подавая на пластины конденсаторов управляющее электрическое напряжение, можно вследствие взаимодействия поля конденсаторов с полем электронов отклонять электронный пучок в желаемом направлении. В переднюю стенку колбы *7* впаяны контакты *8*.

Электронный пучок, попадая на один из контактов, замыкает цепь соответствующего управляемого объекта и приводит его в действие.

Напряжения на конденсаторах изменяются так, что электронный пучок последовательно обходит все контакты *8* и повторяет этот обход периодически. Следовательно, в катодном распределителе электронный пучок выполняет роль щеток обычного распределителя.

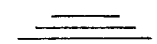


Фиг. IX. 9. Принцип действия катодного распределителя.

Основным достоинством катодного распределителя, определившим область его применения, является полная безинерционность электронного пучка, вследствие чего скорость обхода им контактов, а значит, и скорость передачи сигнала практически неограничена.

Крупными недостатками катодных распределителей являются сложность и дороговизна, необходимость высоких (до 1000 *в*) постоянных анодных напряжений и необходимость специальных усилителей и генераторов развертки для осуществления необходимого движения электронного пучка.

Широкое применение катодные распределители специальных типов получили в телевидении.



ГЛАВА X

ПРИМЕРЫ СОВРЕМЕННЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

До сих пор рассматривались, начиная с самых простых и кончая более сложными, отдельные электрические элементы автоматики и телемеханики, широко применяющиеся в современном оборудовании. Эти элементы применяются как в виде самостоятельных устройств, выполняющих какую-либо конкретную задачу, так и в виде частей сложных автоматических приборов.

Для того чтобы познакомиться с принципами компоновки элементов автоматики и телемеханики в сложные автоматические устройства и уяснить возможности их использования для решения сложных комплексных задач, рассмотрим несколько примеров автоматических устройств. В каждом из этих устройств используются многие из элементов автоматики, рассмотренные в предыдущих главах.

§ X.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ КОМПАС

Обыкновенный магнитный компас получил применение в авиации еще на заре ее развития. Он до сих пор еще не вышел из употребления в легких спортивных и учебных самолетах, не имеющих массивных стальных частей. Потребностям же тяжелой авиации обычный магнитный компас перестал удовлетворять очень скоро ввиду присущих ему недостатков.

К числу основных этих недостатков следует отнести:

1) малую чувствительность;

2) постоянные неустранимые колебания стрелки;

3) наличие вращающихся частей, вызывающих появление ошибок ввиду трения и инерционности;

4) значительные погрешности вследствие влияния стальных частей (броня, вооружение и т. п.) самолета, северная поворотная ошибка и т. п.

В связи с этим появилось большое количество различных конструкций авиационных компасов, в которых предпринимались попытки к устранению этих недостатков.

Можно выделить основные требования, определившие направление развития авиационного компаса.

Появление на самолетах значительных масс стали потребовало удаления чувствительного элемента компаса, т. е. магнитной стрелки, в место, удаленное от расположения основных стальных масс (в конец крыла и т. п.), т. е. дистанционности компаса в первую очередь.

Это привело к соединению магнитной стрелки с электрической дистанционной передачей или с электрической следящей системой.

В целях увеличения направляющего момента магнитной стрелки и уменьшения мощности дистанционной передачи конструкторам удалось создать ряд простых и надежных типов дистанционных электрических компасов. К числу их относятся компас с магнесинной дистанционной передачей, различные компасы с потенциометрическими дистанционными передачами (ПДК-44, ПДК-45), компас с бесконтактными сельсинами и т. п. Эти типы широко применяются на небольших самолетах.

Непосредственная связь магнитной стрелки с электрической следящей системой (компас типа ДМК, фотоэлектронный компас и т. п.) не получила распространения, так как, не давая других преимуществ, кроме дистанционности, приводила к значительному усложнению конструкции и увеличению стоимости компаса.

Осуществление дистанционности компаса не освобождало, однако, его от других недостатков, связанных с использованием в качестве чувствительного элемента магнитной стрелки. Повышение требований к самолетовождению, особенно в условиях дальних и ночных полетов, заставило искать пути их устранения.

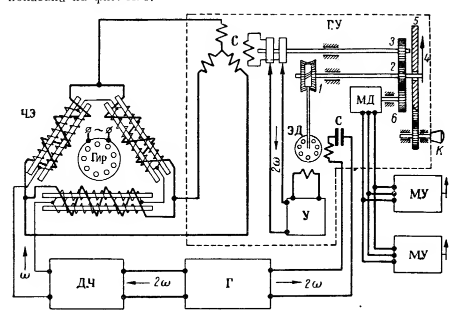
Одним из таких путей явилось применение гироскопа в качестве элемента, осредняющего колебания магнитной стрелки (например, компас ДГМК и т. п.). Однако полного решения для достижения требуемой точности компаса этот путь не давал, так как не устранял принципиальных ошибок и не мог увеличить чувствительность магнитной стрелки.

Решение вопроса оказалось возможным с помощью индуктивного датчика, рассмотренного в главе II (фиг. II. 18). Этот датчик обладает высокой чувствительностью и не имеет вращающихся частей, так как для измерения курса должен быть жестко связан с корпусом самолета. Компас с таким датчиком, получивший название индукционного, обладает достаточной мощностью, чтобы не только обслуживать несколько индикаторов курса (по числу членов экипажа самолета), но и ряд других автоматических приборов (автопилот, автоштурман и т. п.), нуждающихся в указателе курса.

Большинство погрешностей, свойственных обычному магнитному компасу, отсутствует у индукционного компаса, что делает его незаменимым прибором при самолетовождении в дальних и ночных полетах. Сложность индукционного компаса в данном случае вполне окупается точностью его работы.

Единственным недостатком индукционного компаса является колебание стрелки указателя в полете вследствие небольших колебаний самолета по курсу. Этот недостаток также устранен в последних конструкциях индукционных компасов (в так называемых гироиндукционных компасах) применением дополнительного стабилизирующего гироскопа, осредняющего случайные колебания индукционного датчика.

Принципиальная схема дистанционного индукционного компаса показана на фиг. X. 1.



Фиг. X. 1. Принципиальная схема дистанционного индукционного компаса.

Чувствительным элементом *Ч. Э* компаса является система из трех жестко скрепленных друг с другом под углом 60° и устанавливаемых всегда в горизонтальной плоскости независимо от положения самолета с помощью электрической гировертикали *Гир* индуктивных датчиков, типа изображенных на фиг. II. 18. Датчики питаются последовательно переменным напряжением частоты ω от делителя частоты *Д. Ч.*

Во вторичной обмотке каждого датчика индуктируется переменное напряжение частоты 2ω, пропорциональное (II. 18) косинусу угла ψ между осью датчика и направлением земного магнитного меридиана. Вторичные обмотки соединены на треугольник, т. е. образуют трехфазную систему, аналогичную обмоткам обычного сельсина.

Чувствительный элемент вместе с гировертикалью имеет небольшие габариты и поэтому легко располагается в месте, удаленном от основных стальных масс самолета.

Переменное напряжение частоты 2ω, снимаемое со вторичных обмоток датчиков, подводится к трехфазной статорной обмотке сельсина *С*, расположенного в главном указателе *Г. У* курса.

Сельсин *С* работает в трансформаторном режиме. Если ось обмотки его ротора перпендикулярна направлению результирующего магнитного потока, создаваемого фазовыми обмотками статора, то э. д. с., индуктируемая в обмотке ротора (см. главу IV), равна нулю. При изменении курса ψ самолета меняются величины э. д. с., подаваемых от вторичных обмоток чувствительного элемента в статорные обмотки сельсина, и угол между результирующим магнитным потоком статорных обмоток и осью обмотки ротора делается равным $90°-\psi$. При этом в обмотке ротора сельсина индуктируется [см. формулу (IV. 53)] э. д. с., пропорциональная синусу угла ψ с частотой 2ω.

Эта э. д. с. снимается с контактных колец ротора и подается на усилитель *У*, а затем на управляющую обмотку двухфазного асинхронного электродвигателя *ЭД*. Вторая обмотка электродвигателя питается переменным напряжением частоты 2ω, постоянным по амплитуде, от генератора переменного электрического напряжения *Г*.

Так как частоты напряжений, подводимых к двум обмоткам электродвигателя, должны быть одинаковы, а в чувствительном элементе происходит, как было показано в главе II, удвоение частоты, то становится понятным назначение делителя частоты *Д. Ч.* Чтобы получить в управляющей обмотке электродвигателя напряжение частоты 2ω, напряжение, подводимое от того же генератора к чувствительному элементу, должно иметь вдвое меньшую частоту ω.

Когда на управляющей обмотке электродвигателя появляется напряжение, он приходит во вращение и через червячную передачу *1* и зубчатые колеса *2* и *3* вращает ротор сельсина до тех пор, пока ось его обмотки опять не станет перпендикулярной направлению результирующего магнитного потока статора. При этом электродвигатель остановится. Любое изменение курса самолета опять заставит его вращать ротор сельсина до положения отсутствия э. д. с. в обмотке ротора.

Следовательно, ось электродвигателя как бы «следит» за всеми изменениями курса самолета. Одновременно с ротором сельсина электродвигатель перемещает и стрелку *4* главного указателя, по положению которой относительно шкалы *5* главного указателя штурман отсчитывает курс самолета.

При необходимости ввести поправки на склонение в показываемый прибором курс шкалу поворачивают на необходимый угол с помощью специального корректора *К*. Кроме того, в главном указателе имеется дополнительный механический корректор, не показанный на фигуре и служащий для компенсации девиации и других постоянных погрешностей компаса.

Одновременно со стрелкой главного указателя при помощи шестерен *2* и *6* приводится во вращение ось ротора магнесина-датчи-

ка МД. От магнесина-датчика показания курса передаются к магнесинам-указателям *М. У*, расположенным на приборных досках других членов экипажа самолета. Это же устройство может быть использовано в качестве датчика курса автоштурмана или радиолокационной станции.

Если установить дополнительный сельсин, статорные обмотки которого включить параллельно статорным обмоткам основного, то сигнал, снимаемый через дополнительный усилитель с его ротора, может быть использован для курсовой стабилизации электрического автопилота.

Применение усилителя делает удобным регулирование чувствительности компаса при полете на разных географических широтах. Изменение напряженности земного магнитного поля с изменением географической широты компенсируется вручную простым регулированием коэффициента усиления усилителя.

Применение гировертикали для стабилизации горизонтального положения чувствительного элемента в значительной мере уменьшает также и северную поворотную ошибку компаса.

§ X. 2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ АВТОШТУРМАН

Автоштурманом называется автоматический указатель местонахождения самолета. Назначением автоштурмана является облегчение работы штурмана по определению местонахождения самолета, выходу на цель и т. п.

Особую ценность представляет автоштурман при полете ночью или в отсутствии видимости, когда определение местонахождения самолета по земным ориентирам невозможно. Во многих случаях применение автоштурмана позволяет осуществлять самолетовождение без участия человека.

Местонахождение самолета может быть определено по карте местности, если известен путь, пройденный самолетом от места вылета. Так как путь равен произведению скорости на время, а скорость самолета за время полета может быть переменной, то определение пройденного пути возможно непрерывным интегрированием путевой скорости самолета.

Однако для определения местонахождения самолета недостаточно знание только пройденного им пути. Необходимо также при пользовании картой знать путь, пройденный в направлении меридиана, и путь, пройденный в направлении, перпендикулярном меридиану.

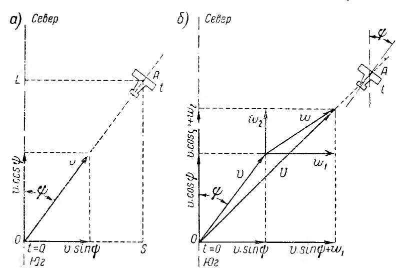
На фиг. X. 2,*а* показан вектор v путевой скорости самолета, составляющий угол ψ с направлением меридиана, где ψ — курс самолета. Вектор скорости v можно разложить на две взаимно перпендикулярные составляющие $v \sin \psi$ и $v \cos \psi$. Тогда для определения местонахождения самолета в момент времени t (точка A) достаточно определить отрезки OL и OS:

$$OL = k \int_0^t v \cos \psi \, dt; \qquad (X.\ 1)$$

$$OS = k\int_0^t v\sin\psi\, dt. \qquad (X.2)$$

На принципе решения этих двух уравнений и основана работа автоштурмана. Очевидно, что его основными элементами должны быть датчик скорости v, датчик курса ψ, устройства для разложения вектора скорости на взаимно перпендикулярные составляющие и устройства для интегрирования выражений $v\cos\psi$ и $v\sin\psi$. Величины отрезков OL и OS могут получаться либо в виде показаний стрелочных приборов, либо в виде перемещений на карте в соответствующих направлениях специальных указателей местонахождения самолета (визиров).

Реальный процесс определения местонахождения самолета осложняется отсутствием датчиков непосредственно путевой ско-



Фиг. X.2. Принцип определения пути самолета.

рости самолета. Практически применяемые датчики измеряют не истинную путевую скорость U самолета, а воздушную v. Показания автоштурмана будут ошибочны из-за сноса, вызываемого наличием ветра. При наличии ветра самолет, идущий по курсу ψ (фиг. X. 2,*б*), непрерывно сносится в сторону, хотя курс ψ и выдерживается точно по компасу.

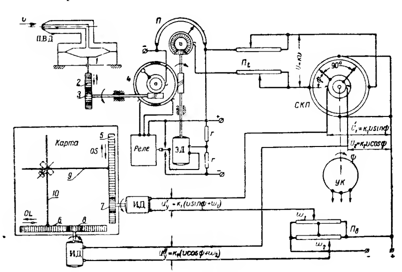
Вектор U истинной путевой скорости, как видно из фиг. X. 2,*б*, является геометрической суммой вектора v воздушной скорости и вектора w скорости ветра. Если обозначить составляющие вектора скорости ветра через w_1 и w_2, то автоштурман реально должен решать уравнения

$$OL = k\int_0^t (v\cos\psi + w_2)\, dt, \qquad (X.3)$$

$$OS = k \int_{0}^{t} (v \sin \psi + w_1)\, dt, \qquad (X. 4)$$

где v — вектор воздушной скорости самолета.

Определение вектора w скорости ветра производится штурманом при помощи специальных вспомогательных приборов. Поправки w_1 и w_2 на ветер вводятся в автоштурман вручную с помощью специальных «потенциометров ветра». Если непосредственно вводятся w_1 и w_2, то штурман, зная w, курс и направление ветра, должен предварительно подсчитать w_1 и w_2. В некоторых конструкциях автоштурманов разложение вектора w на составляющие w_1 и w_2 выполняется также автоматически с помощью специального синусно-косинусного потенциометра. В этом случае штурман вручную задает непосредственно значение w.



Фиг. X. 3. Принципиальная схема электрического автоштурмана.

Так как истинная воздушная скорость зависит от температуры воздуха, изменяющейся, например, с высотой полета, то в величину воздушной скорости v штурман также вручную вводит дополнительные поправки на температуру воздуха. Эти поправки вводятся с помощью специальных потенциометров.

В качестве датчика курса в автоштурмане обычно используется один из указателей дистанционного индукционного компаса.

На фиг. X. 3 показана принципиальная схема электрического авиационного автоштурмана. Датчиком воздушной скорости является трубка ПВД (приемник воздушного давления), соединенная с мембраной *1*. Перемещение центра мембраны, пропорциональное воздушной скорости самолета, через рейку *2* и зубчатое колесо *3* передается на контактный ролик датчика рассогласования *4* ре-

лейной следящей системы. Для упрощения все механические передачи на схеме показаны условно. Реально они значительно сложнее.

Работа релейной следящей системы, состоящей из датчика рассогласования *4*, реле и электродвигателя *ЭД* постоянного тока, уже рассматривалась в главе VIII (фиг. VIII. 19). Следящая система здесь необходима для увеличения вращающего момента, создаваемого датчиком воздушной скорости, чтобы преодолеть трение в потенциометре *П*.

Управляемым объектом следящей системы является потенциометр *П*, перемещение движка которого пропорционально величине воздушной скорости v и создает пропорциональное ей напряжение на выходе потенциометра. Это напряжение с помощью дополнительных потенциометров $П_t$ корректируется вручную штурманом введением поправок на изменение температуры воздуха и подается на синусно-косинусный потенциометр *СКП*.

Щетки синусно-косинусного потенциометра поворачиваются на угол курса ψ с помощью указателя *УК* дистанционного компаса. Поэтому на выходе синусно-косинусного потенциометра получаются напряжения $U_1=k_1 v \sin\psi$ и $U_2=k_2 v \cos\psi$.

Эти напряжения через промежуточный потенциометр ветра $П_в$ подаются на клеммы двух интегрирующих электродвигателей *ИД*, описанных в главах VI и VII.

С помощью потенциометра ветра к напряжениям U_1 и U_2 добавляются члены, пропорциональные составляющим w_1 и w_2 скорости ветра. Эти составляющие в данной конструкции автоштурмана вводятся штурманом вручную с помощью перемещения движков потенциометра ветра w_1 и w_2.

Таким образом, в каждый момент времени на клеммах интегрирующих двигателей действуют напряжения

$$U'_y = k_1(v\sin\psi + w_1)$$

и

$$U''_y = k_2(v\cos\psi + w_2).$$

Угол поворота оси интегрирующего двигателя пропорционален интегралу приложенного к его клеммам напряжения. Следовательно, зубчатые рейки (условно) *5* и *6*, приводимые в движение зубчатыми колесами *7* и *8*, переместятся на расстояния

$$OL = k_2\int_0^t (v\cos\psi + w_2)\,dt,$$

$$OS = k_1\int_0^t (v\sin\psi + w_1)\,dt.$$

Вместе с рейками перемещаются визиры *9* и *10*. Таким образом, точка пересечения визиров укажет на размещенной под ними карте точное местоположение самолета в каждый данный момент времени.

На схеме фиг. X. 3 синусно-косинусный потенциометр для упрощения показан без шунтирующих сопротивлений.

Описанный автоштурман может быть также использован в качестве указателя отклонений от заданного курса.

Простота и компактность конструкции позволяют использовать этот автоштурман и для маломестных самолетов.

§ X.3. РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ИНДИКАТОР ПОЛОЖЕНИЯ САМОЛЕТА ОТНОСИТЕЛЬНО ЗЕМЛИ

В некоторых случаях желательно связать развертку самолетного радиолокационного индикатора кругового обзора с движением самолета так, чтобы земля казалась неподвижной, а центр развертки воспроизводил на экране движение самолета относительно земли. Упрощенная скелетная схема такого устройства[1] показана на фиг. X. 4.

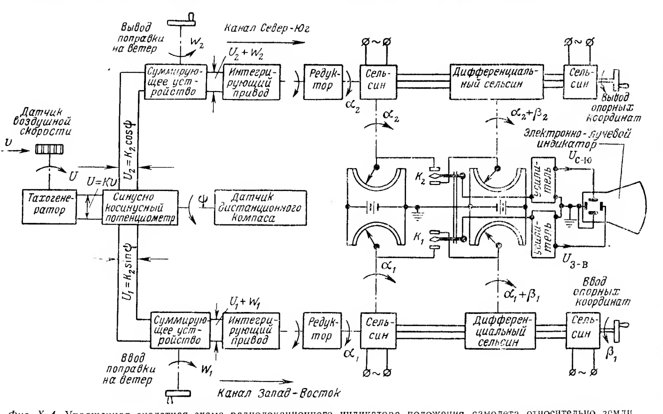
Датчик (типа вертушки) воздушной скорости v вращает якорь тахогенератора, на клеммах которого создается напряжение $U=kv$. Это напряжение подается на синусно-косинусный потенциометр, ось которого с помощью датчика дистанционного компаса всегда ориентируется на курсовой угол ψ относительно земного меридиана.

Следовательно, с синусно-косинусного потенциометра снимаются два напряжения: одно $U_2=k_2 \cos \psi$, пропорциональное составляющей воздушной скорости в направлении север—юг, и другое $U_1=k_2 \sin \psi$, пропорциональное составляющей воздушной скорости в направлении запад—восток. Эти напряжения по двум самостоятельным и одинаковым по устройству каналам подаются на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки индикатора. Так как оба канала одинаковы, то рассмотрим работу только одного из них, например, для направления север—юг.

Напряжение $U_2=k_2 \cos \psi$ подается на электрическое суммирующее устройство, где к нему добавляется поправка на составляющую w_2 ветра в направлении север—юг. Суммарное напряжение подается далее на интегрирующий привод. Угол поворота α_2 (после редуктора) выходного вала интегрирующего привода пропорционален интегралу от путевой скорости самолета, т. е. пути, пройденному самолетом в направлении север—юг. На этот же угол поворачивается ротор сельсина и движок потенциометра, напряжение с которого $U_{с-ю}$ после усиления подается на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки индикатора.

Следовательно, луч индикатора отклонится в направлении север—юг пропорционально перемещению самолета относительно земли. Напряжение $U_{з-в}$, аналогично вырабатываемое каналом запад—восток, отклонит луч индикатора пропорционально перемещению самолета в направлении запад—восток. Результирующее

[1] Ламповые схемы для измерения времени, т. I, Советское радио, 1951, стр. 263.



Фиг. X.4. Упрощенная скелетная схема радиолокационного индикатора положения самолета относительно земли.

положение луча на экране индикатора будет характеризовать мгновенное положение самолета относительно земли.

В некоторых случаях необходимо отсчитывать положение самолета относительно заданного, так называемого «опорного» пункта на земле. Координаты β_2 и β_1 этого опорного пункта вводятся в устройство с помощью двух дифференциальных сельсинов. Спаренные контакты K_2 и K_1 в этом случае переводятся в другое положение (K_2— в нижнее, а K_1— в верхнее), и напряжения к усилителям подводятся от двух правых потенциометров. Так как углы поворотов движков этих потенциометров пропорциональны суммам координат $\alpha_2+\beta_2$ и $\alpha_1+\beta_1$, то соответственно изменятся и напряжения на отклоняющих пластинах электронно-лучевой трубки индикатора. Положение луча на экране будет теперь отсчитываться от заданного опорного пункта на земле.

Все элементы, вошедшие в данное устройство, подробно описаны в предыдущих главах, поэтому останавливаться на каждом из них в отдельности нет необходимости. Следует только отметить, что полная схема индикатора кругового обзора имеет еще ряд дополнительных устройств (для выполнения других функций), принцип действия которых частично иллюстрировался примерами, приведенными в тексте.

ЛИТЕРАТУРА

Ко всей книге

Егоров К. В., «Автоматика и телемеханика», ГИТТЛ, 1950.

Коваленков В. И. и Храмой А. В., Автоматика и телемеханика в народном хозяйстве СССР, Госпланиздат, 1948.

Попов В. К., Элементы электроавтоматики, Машгиз, 1947.

Сотсков Б. С., Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, ГЭИ, 1952.

Храмой А. В., К истории электроавтоматики в России в XIX веке, «Автоматика и телемеханика», 1951, № 2.

Чистяков Н. И., Электрические авиационные приборы, Оборонгиз, 1950.

К главе I

Бурьянов Б. П., Магнито-электрический осциллограф, ГЭИ, 1952.

Кантер А. С., Постоянные магниты, ОНТИ, 1938.

Карандеев К. Б., Методы электрических измерений, ГЭИ, 1952, гл. 7, 8, 9.

Левинзон А. З., Полупроводниковые выпрямители, ГЭИ, 1948.

Роговский В. Ю., Полупроводниковые выпрямители, ГЭИ, 1952.

Темников Ф. Е. и Харченко Р. Р., Электрические измерения неэлектрических величин, ГЭИ, 1948, гл. 2, 3.

Туричин А. М., Электрические измерения неэлектрических величин, ГЭИ, 1951, ч. 2.

К главе II

Бодиер В. А., Авиационные контрольно-измерительные приборы, изд. ВВИА, 1948, гл. 1, 6, 11.

Волчек Л. Я., Электрические методы измерений в двигателях внутреннего сгорания, ГНТИ, 1948.

Герлих П., Применение фотоэлементов, Иноиздат, 1952.

Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, ГЭИ, 1950, гл. 7.

Клементьев С. Д., Фотоэлектронная автоматика, ДОСАРМ, 1950.

Лукьянов С. Ю., Фотоэлементы, изд. АН СССР, 1948.

Пригоровский Н. И. (ред.), Измерение механических величин электрическими методами, Машгиз, 1952.

Пфлиер П. М., Электрическое измерение механических величин, ГНТИ, 1948.

Темников Ф. Е. и Харченко Р. Р., Электрические измерения неэлектрических величин, ГЭИ, 1948, гл. 1, 6, 7.

Трапезников В. А. (ред.), Автоматический контроль размеров, Оборонгиз, 1947.

Туричин А. М., Электрические измерения неэлектрических величин, ГЭИ, 1951.

К главе III

Бабиков М. А., Электрические аппараты, ГЭИ, 1951, гл. 1, 2, 3, 4, 13.

Буйлов А. Я., Основы электроаппаратостроения, ГЭИ, 1946, гл. 4, 5, 6

Витенберг М. И., Расчет телефонных и кодовых реле, ГЭИ, 1947.

Власов В. Ф., Электровакуумные приборы. Связьиздат, 1949.
Горелик А. Л., Промышленная электроника, ГЭИ, 1951.
Ерофеев А. В., Электронные приборы теплового контроля и регулирования, ГЭИ, 1951, ч. 1.
Займовский А. С. и Усов. В. В., Металлы и сплавы в электротехнике, ГЭИ, 1949.
Рейх Г. Д., Теория и применение электронных приборов, ГЭИ, 1948.
Ротерс, Электромагнитные механизмы, ГЭИ, 1949.
Сотеков Б. С., Элементы телемеханической и автоматической аппаратуры, Оборонгиз, 1938, ч. I, гл. 1, 2.
Ступель Ф. А., Реле защиты и автоматики, ГЭИ, 1948.
Ступель Ф. А., Расчет и конструкция электромагнитных реле, ГЭИ, 1950

К главе IV

Боднер В. А., Авиационные контрольно-измерительные приборы, изд. ВВИА, 1948.
Васильев Д. В., Индукционные системы синхронной связи, ГЭИ, 1949.
Иосифьян А. Г. и Свечарник Д. В., Сельсины, ГЭИ, 1941.
Штурман Г. И., Индукционные машины в системах электрических валов (сельсины), Харьков, 1938.

К главе V

Гольдреер И. Г., Стабилизаторы напряжения, ГЭИ, 1952.
Лившиц С. Я., Феррорезонансные стабилизаторы напряжения, ГЭИ, 1951.
Мазель К. Б., Выпрямители и стабилизаторы напряжения, ГЭИ, 1951.
Поливанов К. М. (ред.), Физические основы электротехники, ГЭИ, 1950, гл. 5.
Розенблат М. А., Магнитные усилители, ГЭИ, 1949.
Фельдбаум А. А., Введение в теорию нелинейных цепей, ГЭИ, 1948.
Магнитные усилители (перевод), Советское радио, 1952.

К главе VI

Булгаков А. А., К истории развития советского электропривода, «Автоматика и телемеханика», 1949, № 5.
Голован А. Т., Электропривод, ГЭИ, 1948.
Попов В. К. и Васильев Д. В., Основы автоматики электропривода, ГОНТИ, 1938.
Попов В. К., Основы электропривода, ГЭИ, 1945.
Соколов Т. Н., Электромеханические системы автоматического управления, ГЭИ, 1952, гл. 2, 3.

К главе VII

Муррей Ф., Теория математических машин, Иноиздат, 1949, ч. 2.
Пфлиер П. М., Электрические методы измерения механических величин, ГНТИ, 1948, гл. 1.
Соколов Т. Н., Электромеханические системы автоматического управления, ГЭИ, 1952, гл. 4.
Станиславский Б. И., Электрические счетно-решающие устройства, Судпромгиз, 1948.
Шнирман Г. Л., Электрические методы интегрирования и дифференцирования, Труды сейсмологического института АН СССР № 105, 1940.

К главе VIII

Андронов А. А. и Хайкин С. Э., Теория колебаний, ОНТИ, 1937.
Джеймс Х., Никольс Н., Филлипс Р., Теория следящих систем, Иноиздат, 1951.
Лауер Г., Лесник С., Матсон Л., Основы теории сервомеханизмов, ГЭИ, 1948.

Лившиц Н. А., Спицын Д. В., Данилин А. В., Теория и расчет элементов автоматических систем, Приводные механизмы, изд. ВЭТА, 1939.
Соколов Т. Н., Электромеханические системы автоматического управления, ГЭИ, 1952, гл. 6.

К главе IX

Клементьев С. Д., Управление на расстоянии, ГИТТЛ, 1951.
Малов В. С., Телемеханика в энергетических системах, ГЭИ, 1951, ч. 2.
Щукин Б. К., Основы техники телеуправления, ГЭИ, 1945.

К главе X

Чистяков Н. И., Электрические авиационные приборы, Оборонгиз, 1950.
Боднер В. А., Автоматика авиационных двигателей, Оборонгиз, 1952.
Ерофеев А. В., Электронные приборы теплового контроля и регулирования, ГЭИ, 1951, ч. 2.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава II

Основные методы преобразования неэлектрических величин в электрические

Глава III

Электрические реле

Глава IV

Электрические дистанционные передачи

Глава V

Электрические преобразователи

Глава VI

Электрический привод

Глава VII

Элементы электрических счетно-решающих устройств

Глава VIII

Следящие системы и автоматические регуляторы

Глава IX

Элементы телеуправления

Глава X

Примеры современных автоматических устройств

